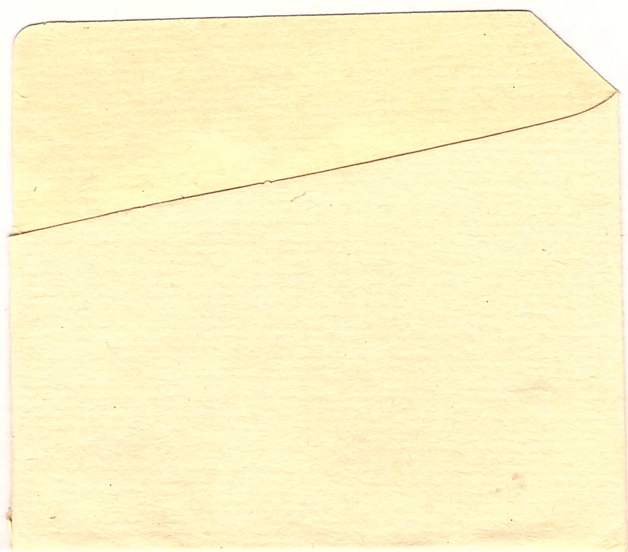
Г. ОТТ

МЕТОДЫ ПОДАВЛЕНИЯ ШУМОВ И ПОМЕХ В ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ



Г. ОТТ




ИЗДАТЕЛЬСТВО
МИР

NOISE REDUCTION TECHNIQUES IN ELECTRONIC SYSTEMS

Henry W. Ott

MEMBER OF TECHNICAL STAFF BELL LABORATORIES

A WILEY-INTERSCIENCE PUBLICATION

JOHN WILEY & SONS NEW YORK · LONDON · SYDNEY · TORONTO

NOISE REDUCTION TECHNIQUES IN ELECTRONIC SYSTEMS

Henry W. Ott

MEMBER OF TECHNICAL STAFF BELL LABORATORIES

A WILEY-INTERSCIENCE PUBLICATION

JOHN WILEY & SONS NEW YORK · LONDON · SYDNEY · TORONTO

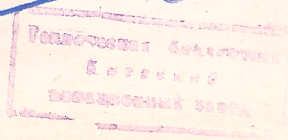
Г. ОТТ

МЕТОДЫ ПОДАВЛЕНИЯ ШУМОВ И ПОМЕХ В ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ

ПЕРЕВОД С АНГЛИЙСКОГО
Б. Н. БРОНИНА

ПОД РЕДАКЦИЕЙ
канд. техн. наук
М. В. ГАЛЬПЕРИНА

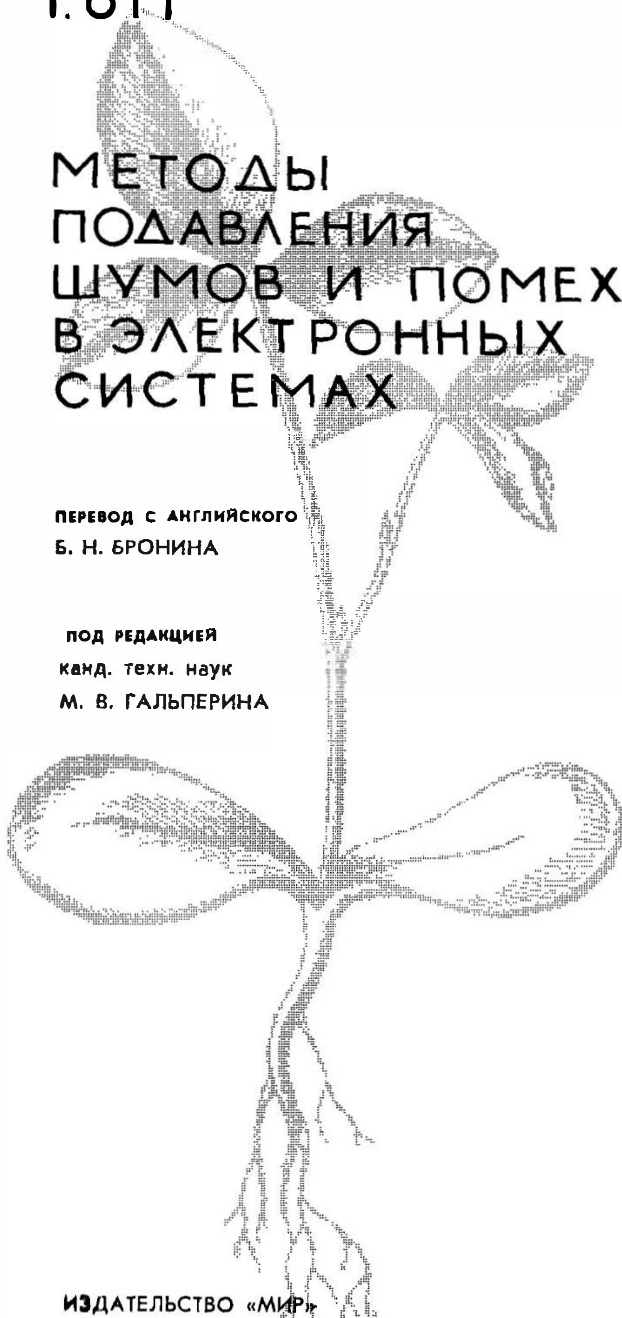




ИЗДАТЕЛЬСТВО «МИР»
МОСКВА 1979

Г. ОТТ

МЕТОДЫ ПОДАВЛЕНИЯ ШУМОВ И ПОМЕХ В ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ



ПЕРЕВОД С АНГЛИЙСКОГО
Б. Н. БРОНИНА

ПОД РЕДАКЦИЕЙ
канд. техн. наук
М. В. ГАЛЬПЕРИНА

ИЗДАТЕЛЬСТВО «МИР»
МОСКВА 1979

УДК 621.391.82

В книге с единых позиций и в доступной, но строгой форме изложены методы подавления шумов и помех в электронных цепях. Рассмотрены виды источников помех и шумовые характеристики электронных компонентов и схем. Приводятся практические схемы подавления шумов и наводок и их характеристики, расчетные графики и номограммы. Книга является незаменимым пособием для специалистов по радиоэлектронике, занятых разработкой и эксплуатацией самых разнообразных устройств: управляющих вычислительных машин, измерительных приборов, систем звукозаписи, телевизионной аппаратуры и др.

Редакция литературы по новой технике

2403000000

$О \frac{30401\text{-}158}{041(01)\text{-}79}$ 158-79

ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРА ПЕРЕВОДА

В настоящее время в электронной технике проблема подавления шумов и защиты от них стоит весьма остро, но, к сожалению, литературы по этим вопросам выходит очень мало. Положение усугубляется тем, что книги, посвященные теоретическому анализу шумов, обычно не содержат практических рекомендаций, а последние если и появляются в печати, то только в составе прикладных работ по приборостроению и, как правило, слабо увязаны с теорией.

В этом смысле предлагаемая вниманию читателя книга Г. Отта представляется приятным исключением: читатель здесь может найти как достаточно ясное изложение основных результатов, достигнутых в теории, так и подробные практические рекомендации по построению аппаратуры в широком диапазоне частот.

Круг вопросов, рассмотренных в данной книге, очень широк: от техники заземления до разновидностей шумов, генерируемых элементами, от физики работы контактных соединений до выбора материала экранирующих корпусов. В этой связи необходимо отметить педагогическое мастерство автора, которое позволяет ему сохранять нужное соотношение между наглядностью изложения и исчерпывающим с точки зрения инженерной практики анализом проблем.

Книга Г. Отта — отнюдь не набор готовых рецептов, который, кстати говоря, и нельзя создать для решения столь сложной, требующей учета многих факторов задачи, как проблема подавления шумов. Но важнейшим достоинством книги является соединение комплексного системного подхода к проектированию аппаратуры с полным описанием всех факторов, влияющих на генерирование шумов и чувствительность к ним.

Представляется очень важным предложенный здесь принцип решения проблемы подавления шумов на этапе проектирования аппаратуры, который автор считает основополагающим. Можно только рекомендовать всем разработчикам неизменно следовать ему. Именно этот подход делает книгу Г. Отта особенно интересной и актуальной.

Намеренно или случайно автор уделил мало внимания такому важному схемотехническому приему подавления помех, как гальваническое разделение цепей. Возможно, это связано с тем, что указанный метод в достаточной мере рассмотрен в ряде монографий, изданных в последнее время. Среди публикаций на русском языке по этим вопросам можно рекомендовать соответствующие главы в книгах как отечественных, так и зарубежных авторов[1].

Следует отметить компактное, строгое и вместе с тем свободное изложение материала автором. При подготовке перевода мы старались сохранить эти достоинства книги, несмотря на определенные терминологические трудности. Доступная и наглядная форма изложения, точность отбора материала, внимание к важным для практики тонкостям, характеризующие книгу Г. Отта в целом, делают ее незаменимым пособием для инженеров-проектировщиков электронной аппаратуры, а также лиц, использующих последнюю в повседневной практике.

М. Гальперин

---

[1] Управляющие вычислительные машины в АСУ ТП/ Под ред. Т. Харрисона, т. 1, М.: Мир, 1975; Гальперин М. В., Злобин Ю. П., Павленко В. А. Усилители постоянного тока. — М.: Энергия, 1978.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Эта книга посвящена практическим аспектам подавления и оценки шумов в электронных цепях. Она предназначена прежде всего для инженеров-практиков, занимающихся разработкой электронных систем и аппаратуры, но может служить и пособием для преподавателей, читающих лекции по практическим вопросам шумоподавления. Концепции подавления шумов, изложенные в этой книге, можно применять к схемам, работающим в диапазоне от звуковых частот до СВЧ. Однако основное внимание уделяется проблемам шумоподавления на низких и средних частотах, так как в имеющейся литературе они получили наименьшее освещение.

Устранение шумов в проектируемых схемах или системах — одна из наиболее трудноразрешимых задач, стоящих перед инженером-разработчиком. Большинство инженеров недостаточно подготовлено для решения проблем борьбы с шумами, так как в высших технических учебных заведениях этот предмет обычно не изучается, а имеющиеся публикации рассеяны по различным журналам.

Проблема шумов решается обычно методом проб и ошибок при слабом понимании (или полном непонимании) механизмов, их вызывающих. Такой подход поглощает массу времени, а решение вопроса может оказаться несостоятельным, если изменятся условия работы проектируемого оборудования. Все это достойно сожаления, поскольку большинство приведенных здесь идей просты и их можно объяснить из элементарных физических представлений.

Основой книги послужил конспект курса лекций, читавшегося сотрудникам Bell Laboratories сначала в нерабочее время, а впоследствии ставшего частью обязательной программы обучения, проводимого в рабочие часы. Книга ориентирована на разработчика; объем и сложность математического аппарата сведены в ней к минимуму. В некоторых случаях модели, отражающие физические явления, упрощены, с тем чтобы сделать их удобными для практического применения. При разумных упрощающих посылках результаты имеют ясную физическую интерпретацию.

Материал скомпонован следующим образом. Гл. 1 служит введением в предмет подавления шумов. В гл. 2 и 3 даны два основ-

ных метода борьбы с шумами — экранирование и заземление соответственно. В гл. 4 рассмотрены другие методы подавления шумов, такие, как развязка, фильтрация и использование балансных схем. В гл. 5 на примере пассивных элементов показаны характеристики, влияющие на шумовые свойства элементов, и их использование в схемотехнике шумоподавления. Гл. 6 посвящена детальному анализу эффективности экранирования при помощи металлических экранов. В гл. 7 рассматриваются реле и переключатели и обсуждаются методы подавления шумов, генерируемых этими элементами. Гл. 8 посвящена внутренним источникам шумов, определяющим тот минимальный уровень шумов, который теоретически можно получить в данной схеме. В гл. 9 обсуждаются шумы транзисторов и интегральных схем.

В конце каждой главы даны краткие выводы по большинству обсуждаемых в ней вопросов. Для тех, кому потребуется дополнительная информация, в книгу включена библиография. Кроме того, в приложении 1 рассмотрен децибел — единица измерения шумов в аналоговых системах связи на звуковой частоте. Приложение 2 (выполнено в виде «контрольного листка») содержит полную сводку наиболее широко применяемых приемов шумоподавления. Типовые задачи к каждой главе можно найти в приложении 4, а ответы к ним приводятся в приложении 5.

Я благодарен г-ну С. Д. Уильямсу младшему, который помог мне составить конспекты лекций для семинарских занятий по проблемам шумоподавления. Эта работа явилась тем зерном, из которого выросла данная книга. Я также благодарен многим слушателям, чей энтузиазм немало способствовал продолжению этой работы. Особую признательность я хотел бы выразить г-ну Ф. П. Салливану и г-же А. Л. Вассер за оформление рукописи, а г-ну Л. Е. Моррису и г-ну Д. Н. Герману за множество полезных предложений. Кроме того, мне хотелось бы поблагодарить всех коллег, просмотревших рукопись и сделавших полезные замечания. И наконец, я благодарен руководству Bell Laboratories за содействие и поддержку.

Генри У. Отт

Уиппани, Нью-Джерси
Июль 1975 г.

ОБОЗНАЧЕНИЯ

B Магнитная индукция (плотность магнитного потока)
B Полоса шумов
C Емкость
$C_л$ Распределенная емкость линии связи
c Расстояние между центрами отверстий
D Расстояние между проводниками
d Диаметр
E Напряженность электрического поля
$E_к$ Напряжение питания
e Основание натурального логарифма (2,7183)
$F_ш$ Шум-фактор
f Частота
$f_р$ Частота резонанса
$f_{ср}$ Частота среза
f_0 Верхняя граница полосы пропускания на уровне — 3 дБ
f_α Граничная частота усиления по току транзистора при включении его по схеме с общей базой
$G_г$ Проводимость источника сигналов
g_{11} Входная проводимость
g_{fs} Крутизна прямой передачи
H Напряженность магнитного поля
h Высота проводника над заземляющей поверхностью
h Расстояние между плоскими проводниками
I Ток
$I_г$ Сигнальный ток
$I_{др}$ Ток дробовых шумов
$I_{д\ мин}$ Минимальный ток дугового разряда
$I_з$ Ток заземления (возвратный ток)
$I_н$ Ток нагрузки
$I_{ут\ зи}$ Ток утечки затвора полевого транзистора
$I_ш$ Ток шумов
$I_ш$ Эквивалентный ток шумов, приведенный к входу
$I_э$ Ток экрана
I_0 Ток в момент времени $t=0$
$I_=$ Постоянный ток

I_f Ток шумов вида $1/f$
I_t Ток тепловых шумов
i Мгновенное значение тока
j Единичный вектор вдоль мнимой оси
K Постоянный коэффициент
K, K_u Коэффициент усиления по напряжению
$K_{\text{отр}}$ Потери на отражение (дБ)
$K_{\text{м отр}}$ Корректирующий коэффициент, учитывающий многократное отражение в тонких экранах (дБ)
$K_{\text{погл}}$ Потери на поглощение
$K_{\text{ул с/ш}}$ Коэффициент улучшения отношения сигнал/шум
$K_{\text{ш}}$ Коэффициент шума
$K_{\text{э}}$ Коэффициент (эффективность) экранирования (дБ)
K_P Коэффициент усиления по мощности
k Постоянная Больцмана
L Индуктивность
$L_{\text{л}}$ Распределенная индуктивность линии связи
$L_{\text{э}}$ Индуктивность экрана
L_C Последовательная (паразитная) индуктивность конденсатора
l Длина
M Взаимная индуктивность, коэффициент взаимоиндукции
m Произвольное целое число
N Функция цепи
P Мощность
$P_{\text{с}}$ Мощность сигнала
$P_{\text{ш}}$ Мощность шумов
p Плотность распределения вероятностей
q Заряд электрона
R Сопротивление
$R_{\text{г}}$ Сопротивление источника
$R_{\text{г опт}}$ Сопротивление источника, при котором $K_{\text{ш}}$ минимален
$R_{\text{з}}$ Сопротивление цепи заземления (цепи возвратного тока)
$R_{\text{л}}$ Распределенное сопротивление линии связи
$R_{\text{н}}$ Сопротивление нагрузки
$R_{\text{пр}}$ Сопротивление проводника
$R_{=}$ Сопротивление постоянному току
$R_{\sim}$ Сопротивление переменному току
R_C Последовательное сопротивление конденсатора
r Расстояние от источника шумов
$r'_{\text{б}}$ Сопротивление базы в Т-образной эквивалентной схеме транзистора
$r_{\text{к}}$ Сопротивление коллектора в Т-образной эквивалентной схеме транзистора
$r_{\text{э}}$ Сопротивление эмиттера в Т-образной эквивалентной схеме транзистора

S Площадь
T Температура
$T_{экв}$ Эквивалентная температура входных шумов
T_0 Стандартная опорная температура
t Время
t Толщина
$t_ф$ Длительность фронта (нарастания) импульса
U Напряжение
$U_г$ Напряжение сигнала
$U_{диф}$ Дифференциальное напряжение шумов
$U_{д. мин}$ Минимальное напряжение дугового разряда
$U_з$ Напряжение земли (падение напряжения между двумя точками цепи заземления)
$U_к$ Напряжение на контактах
$U_н$ Напряжение на нагрузке
$U_п$ Напряжение пробоя (возбуждения тлеющего разряда)
$U_{синф}$ Синфазное напряжение
$U_у$ Удерживающее напряжение (минимальное напряжение тлеющего разряда)
$U_ш$ Напряжение шумов
$U_ш$ Эквивалентное напряжение шумов, приведенное к входу
$U_{ш\ вых}$ Напряжение шумов на выходе
$U_{ш\ сум}$ Суммарное эквивалентное напряжение входных шумов
$U_{ш\ у}$ Эквивалентное напряжение шумов устройства, приведенное к входу
$U_э$ Падение напряжения на экране
$U_=$ Постоянное напряжение
U_t Напряжение тепловых шумов
w Ширина плоского проводника
Z Импеданс (полное сопротивление)
$Z_к$ Импеданс в цепи коллектора
$Z_л$ Характеристическое (волновое) сопротивление линии связи
$Z_э$ Импеданс в цепи эмиттера
$Z_э$ Полное сопротивление экрана
Z_0 Характеристическое (волновое) сопротивление среды
Z_w Волновое сопротивление
α Коэффициент усиления по току транзистора при включении по схеме с общей базой
β Коэффициент усиления по току транзистора при включении по схеме с общим эмиттером
γ Коэффициент корреляции
δ Глубина скин-слоя
ε Относительная диэлектрическая проницаемость
$\varepsilon_а$ Диэлектрическая проницаемость (абсолютная)

ε_0 Электрическая постоянная (диэлектрическая проницаемость вакуума)
ζ Декремент затухания
θ Угол
λ Длина волны
μ Относительная магнитная проницаемость
μ_a Магнитная проницаемость (абсолютная)
μ_0 Магнитная постоянная (магнитная проницаемость вакуума)
π 3,1416
ρ Удельное сопротивление
$\rho_{отн}$ Относительное удельное сопротивление ($\rho_{отн}=\rho/\rho_{меди}$)
σ Удельная электрическая проводимость
$\sigma_{отн}$ Относительная удельная проводимость ($\sigma_{отн}=\sigma/\sigma_{меди}$)
Φ Магнитный поток
ω Круговая частота
$\omega_{ср}$ $2\pi f_{ср}$

Глава 1

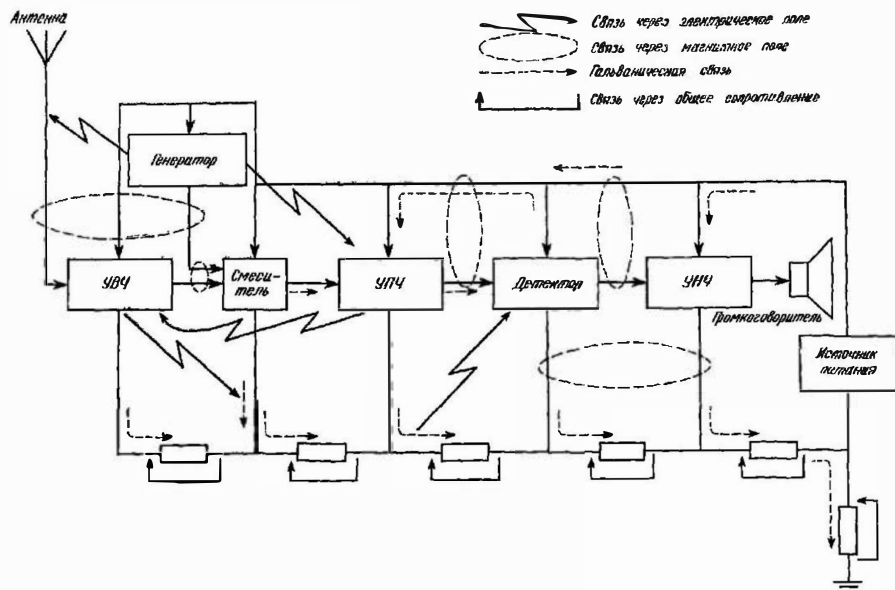
ПРОБЛЕМА ПОМЕХ

Широкое использование электрических и электронных схем в связи, для распределения мощности, автоматизации, проведения вычислений, а также для других целей привело к тому, что различные схемы работают в непосредственной близости друг к другу и взаимное отрицательное влияние схем возрастает. Электромагнитные помехи[1] стали основной проблемой для разработчиков схем, и похоже, что в будущем эта проблема станет еще более острой. Для целого ряда широко применяемых приборов такая тенденция отчасти уже ощущается. Более того, с ростом применения интегральных схем размеры электронного оборудования уменьшаются. По мере того как приборы уменьшаются в размерах и становятся более сложными, все больше схем сосредоточивается в малом объеме, что увеличивает возможность взаимных помех.

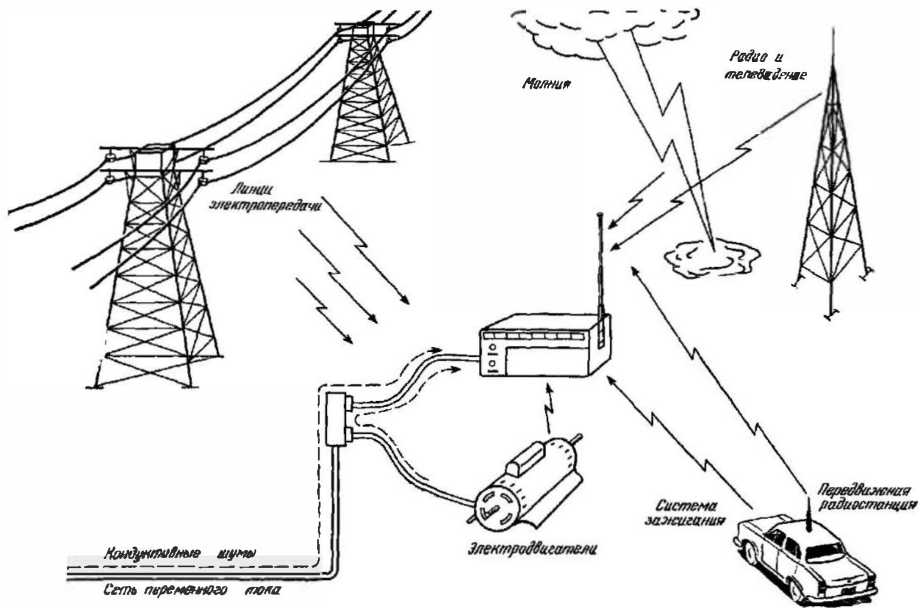
Сегодня от разработчиков аппаратуры требуется больше, чем просто сделать свои схемы работоспособными в идеальных лабораторных условиях. Помимо решения этой очевидной задачи, они должны гарантировать работу аппаратуры в «реальном мире», т. е. при наличии вблизи нее другого оборудования. Это означает, что на аппаратуру не должны оказывать влияния источники внешних шумов и сама она не должна являться источником шума. Полное устранение (или, что более реально, компенсация) электромагнитных помех должно быть основной целью разработчика.

Чтобы проиллюстрировать основные виды взаимных помех, которые можно наблюдать в электронной аппаратуре, на фиг. 1.1 в качестве примера показана блок-схема радиоприемника. Его каскады гальванически связаны по шумам из-за наличия между ними проводников, а некоторые каскады излучают шумы в окружающее пространство. Кроме того, токи от различных каскадов протекают через общее сопротивление заземляющей шины, создавая на нем напряжение шумов. Также имеет место связь между сигналами в различных проводниках через электрические и магнитные поля. Проблемы, связанные с такими шумами, обусловлены действием помех, возникающих внутри оборудования, и они должны

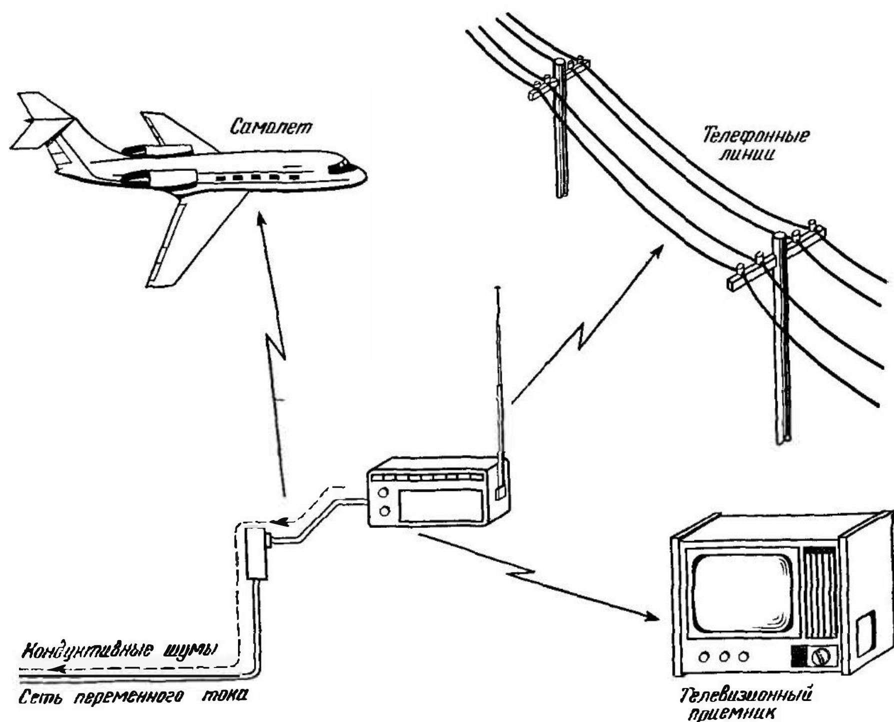
[1] В настоящее время предпочтение в использовании отдается более общему термину «электромагнитные помехи» вместо ранее употреблявшегося термина «радиопомехи».



Фиг. 1.1. Блок-схема радиоприемника, отдельные схемные узлы которого могут взаимодействовать друг с другом различными способами.



Фиг. 1.2. Источники внешних электромагнитных шумов, воздействующие на радиоприемник.



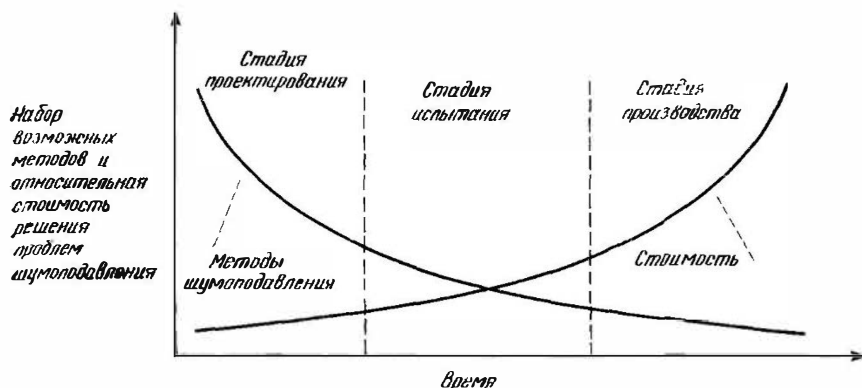
Фиг 1.3. Воздействие помех, создаваемых радиоприемником, на другие схемы.

быть решены прежде, чем радиоприемник начнет работать в условиях лаборатории. Когда же приемник помещают в реальные условия, на него начинают воздействовать источники внешних шумов, такие, как, например, показаны на фиг. 1.2. В радиоприемник проникают токи шумов по сети переменного тока, и, кроме того, на него влияет электромагнитное излучение от различных источников. В этом случае источники шумов находятся вне контроля разработчика, однако блок должен быть спроектирован таким образом, чтобы он работал и в этих условиях.

На фиг. 1.3 проиллюстрирована другая сторона проблемы шумоподавления: радиоприемник сам может явиться источником шумов и создавать помехи другому оборудованию. Отдельные части схемы излучают шумы непосредственно, и, кроме того, шумы проникают к другим схемам по сетевому кабелю. Ток шумов, протекающий по проводам питания, приводит к излучению дополнительного шума. Проектировать аппаратуру так, чтобы генерация шумов в ней была сведена к минимуму, так же важно, как и разрабатывать ее нечувствительной к помехам.

Проектирование с учетом электромагнитной совместимости

Электромагнитная совместимость — это способность аппаратуры нормально функционировать в условиях создаваемых ею самой электромагнитных полей. Этот фактор необходимо принять во внимание на возможно более ранних стадиях проектирования оборудования. Если вопрос электромагнитной совместимости игнорируется до тех пор, пока не возникнет при испытаниях, решение проблемы скорее всего будет дорогостоящим и неудовлетворитель-



Фиг. 1.4. Набор возможных методов и относительная стоимость решения проблем шумоподавления на различных стадиях разработки и изготовления

ным. По мере того как разработка аппаратуры проходит различные стадии: от проектирования до испытаний и производства, — набор доступных разработчику способов борьбы с шумами неуклонно уменьшается, в то время как их стоимость, напротив, возрастает (фиг. 1.4). Таким образом, решение проблем, связанных с помехами, на ранних стадиях разработки и изготовления дает обычно лучшие результаты и обходится дешевле.

Так, например, если вопросы подавления шумов рассмотрены для отдельного каскада или подсистемы на стадии проектирования аппаратуры, то методы уменьшения шумов окажутся достаточно простыми. Опыт показал, что, когда вопросы шумоподавления решаются на этой стадии, разработчик в состоянии обеспечить создание аппаратуры, в которой 80—90% потенциально возможных трудностей, связанных с шумами, будет устранено еще до проведения испытаний.

Если же система разрабатывалась без учета проблемы подавления шумов, почти наверняка на стадии испытаний эта проблема возникнет. Однако на этапе испытаний проведение анализа для выявления того, какая из множества возможных комбинаций пу-

тей проникновения шумов создает трудности, может быть совсем непростым и неочевидным. Решения, принимаемые на столь позднем этапе разработки, обычно влекут за собой применение дополнительных компонентов, не являющихся неотъемлемой частью схемы. Дополнительные издержки при этом включают в себя затраты инженерного труда и стоимость добавляемых компонентов и их установки. При этом могут возрасти также размер, вес аппаратуры и рассеиваемая ею мощность.

Следует также своевременно рассматривать задачу минимизации величины шумов, генерируемых каждым устройством, поскольку они могут влиять на работу других устройств. При этом всегда желательно как можно сильнее подавлять шумы в источнике, поскольку такой подход исключает проблему подавления помех для бесчисленного множества приемников. Следовательно, для обеспечения электромагнитной совместимости необходимо проектировать аппаратуру таким образом, чтобы она не оказывала отрицательного воздействия на окружающее оборудование и чтобы сама не испытывала такового.

Определения

Шум можно определить как любой электрический сигнал в схеме, отличный от полезного. Важным исключением из этого определения являются искажения, возникающие в схеме в результате нелинейностей. Последние определяются схемотехническим решением и не относятся непосредственно к проблеме шумоподавления. Хотя появление таких искажений нежелательно, но до тех пор, пока они, возникнув в одной части схемы, не воздействуют на ее другие части, их не рассматривают как шумы.

Источники шумов можно разбить на три основных класса. Первый включает в себя так называемые внутренние источники шумов, возникающих в результате случайных флуктуаций внутри физических систем. Примерами внутренних шумов являются тепловой и дробовой шумы. Второй класс составляют источники шумов искусственного происхождения, такие, как двигатели, переключатели, передатчики. К третьему классу относятся источники шумов, представляющие собой возмущения естественного происхождения, например молнии и всплески солнечной активности.

Помеху можно определить как нежелательный эффект от воздействия шумов. Если напряжение шумов делает работу схемы неудовлетворительной, то это помеха. Обычно шумы невозможно совершенно уничтожить, можно лишь уменьшить их величину настолько, что они не будут вызывать помех.

Чувствительность — величина реакции прибора или схемы на нежелательную электрическую энергию (шум). Порог чувствительности схемы или прибора есть максимальная величина шумов, при которой аппаратура еще работает удовлетворительно.

Нормирование

Проблемы помех и связанные с ними обязанности разработчиков аппаратуры можно понять лучше, если рассмотреть ряд применяемых правительственных и военных нормативных указаний и требований.

В США применение средств проводной и радиосвязи регулирует Федеральная комиссия связи (ФКС). Часть ее требований относится к контролю за уровнем помех. В нормалях ФКС в части 15 (для радиоаппаратуры) и части 18 (касающейся промышленного, научного и медицинского оборудования) содержатся разделы, предусматривающие контроль такого рода. Эти нормали оговаривают допустимые уровни энергии, излучаемой аппаратурой различного класса.

Типичным примером такого рода нормативных указаний является разд. 15.7, устанавливающий общие требования к устройствам с ограниченным радиусом излучения. ФКС определяет такое устройство как «устройство, в котором генерирование энергии радиочастоты предусматривалось при разработке и в котором энергия радиочастоты передается по проводам или излучается...». Это такие устройства, как система дистанционного открывания дверей гаража, портативные дуплексные радиостанции на 100 мВт, беспроводные микрофоны и охранные радиоустройства. Данный раздел предписывает, что напряженность электромагнитного поля для устройства, на которое не требуется иметь разрешения, на расстоянии $\lambda/2\pi$ (приблизительно $1/6$ длины волны) от устройства не должна превышать 15 мкВ/м и что оно должно работать при минимальной мощности, обеспечивающей требуемые цели. При возникновении помех следует незамедлительно принять меры для их устранения. Если возникают помехи системам связи или навигации, устройство должно быть отключено до тех пор, пока не будут устранены причины, их вызывающие.

Другой пример нормативных указаний ФКС можно найти в разд. 15.31, касающемся любого устройства, создающего непреднамеренные излучения и определяемого как «устройство, излучающее энергию радиочастоты в процессе своей работы, хотя оно не разрабатывалось специально для генерирования энергии радиочастоты». К этим устройствам относятся транзисторные приемники и управляемые вентили, электродвигатели, мощные преобразователи, системы зажигания для автомобилей, флуоресцентные лампы и схемы коммутации.

В настоящее время ФКС определяет лишь общие требования к уровню помех от таких устройств, непреднамеренно создающих излучение. Рекомендации гласят: «Устройство, в котором излучение не предусмотрено при разработке, должно работать так, чтобы излучаемая им энергия радиочастоты не создавала вредных помех.

В случае обнаружения таковых оператор должен немедленно принять меры для их устранения».

ФКС имеет полномочия по дальнейшему нормированию таких устройств в отношении создаваемых ими помех[1]. На сегодняшний день, однако, Комиссия не пользуется этими полномочиями, полагаясь на соответствующий самоконтроль в промышленности. Тем не менее, если промышленность проявит небрежность в этом деле, ФКС может приступить к осуществлению юрисдикции в данной области.

Устройства, в которых радиоволны используются для промышленных, научных или медицинских целей, попадают под действие части 18 нормалей ФКС. Это медицинское оборудование для радиочастотной сварки, устройства, используемые для изменения физических свойств различных веществ, и другие подобные устройства, не предназначенные для связи. Часть 18 нормалей устанавливает, что оператор промышленного, научного или медицинского оборудования, создающего вредные помехи сети радиосвязи и радиопередач, должен незамедлительно предпринять шаги для устранения этих помех.

Другим важным источником информации по нормированию помех являются военные стандарты. Так, например, стандарт MIL-STD-461A устанавливает пределы допустимых помех от излучения на частотах от 30 Гц до 10 ГГц. Конкретные методики и операции для проведения проверки уровня помех содержатся в стандарте MIL-STD-462.

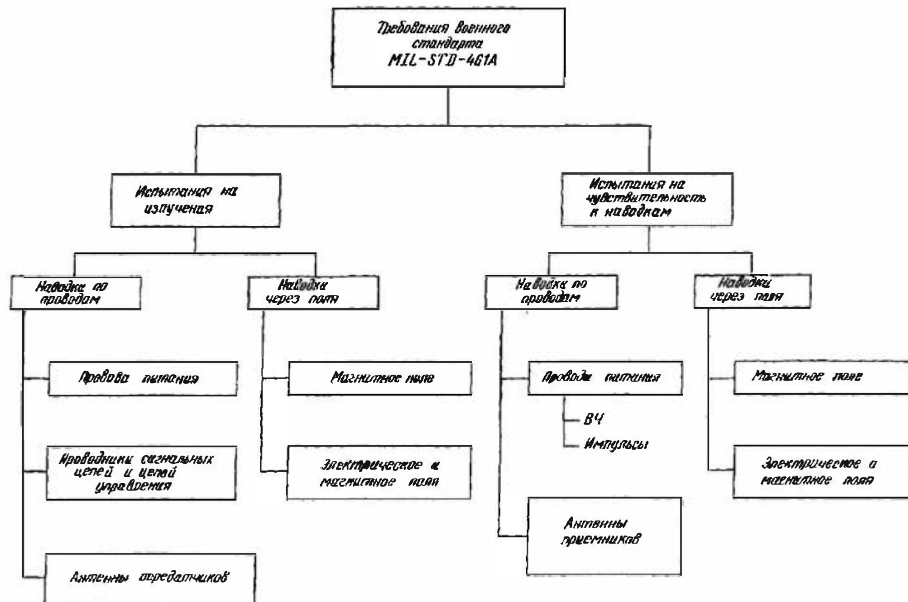
Категории испытаний, определяемых стандартом MIL-STD-461A, сгруппированы в соответствии со схемой, представленной на фиг. 1.5. Испытания необходимо проводить как на определение создаваемого схемой излучения (проводного и беспроводного), так и на ее чувствительность к такого рода излучениям (наводкам). Следует отметить, что, кроме мощности, излучаемой схемой в окружающее пространство, военный стандарт оговаривает и допустимую величину шумов, наводимых устройством в силовых и сигнальных проводах, тогда как ФКС дает нормы лишь на мощность излучения во внешнюю среду. Военный стандарт является весьма всесторонним документом, и его часто используют и в гражданской промышленности в качестве руководства при разработке помехоустойчивого и не создающего помех оборудования.

Приводимые ниже примеры требований стандарта MIL-STD-461A также можно использовать как разумные критерии при разработке гражданской аппаратуры.

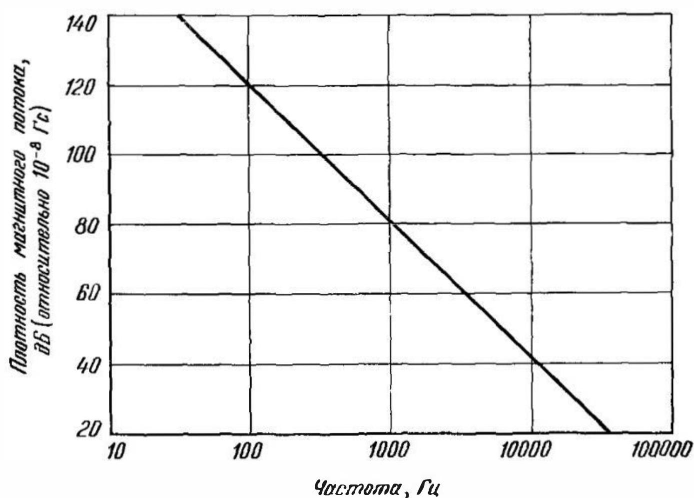
В соответствии с тестом RE01, напряженность излучаемого магнитного поля на расстоянии 7 см от устройства не должна превы-

---

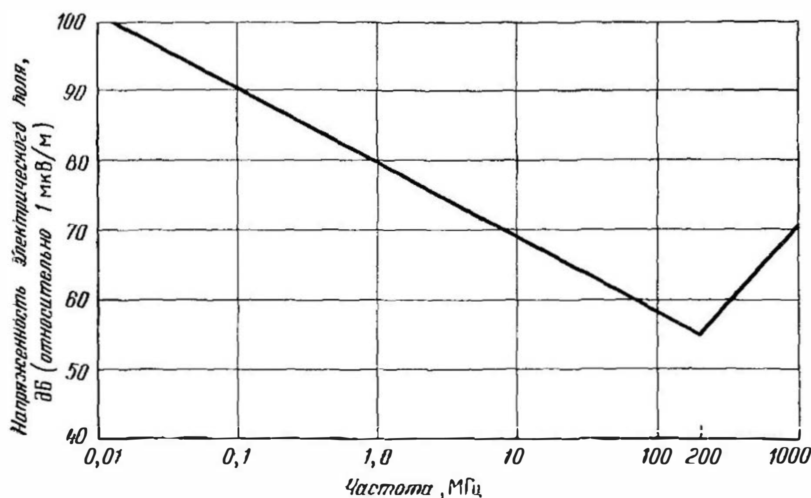
[1] Закон 90 379, принятый в 1968 г



Фиг. 1.5 Схема категорий испытаний, определяемых стандартом MIL-STD-4.61A,



Фиг. 1.6. Предусмотренный военным стандартом уровень ограничения излучения магнитного поля на расстоянии 7 см от устройства, являющийся одновременно допустимым уровнем восприимчивости к магнитным полям.



Фиг. 1.7. Предусмотренный военным стандартом уровень ограничения излучения электрического поля на расстоянии 1 м от устройства.

шать значений, указанных на фиг. 1.6. По тесту RE02 напряженность излучаемого широкополосного электрического поля на расстоянии 1 м от устройства не должна превышать значений, указанных на фиг. 1.7.

Требования относительно чувствительности к излучаемому магнитному полю определяются тем (тест RS01), что в испытуемом образце не должны обнаруживаться какого-либо рода нарушения в работе, ухудшения параметров или отклонения от паспортных характеристик при воздействии на него магнитного поля с уровнями, указанными на фиг. 1.6. Требования относительно чувствительности к излучаемому электрическому полю (тест RS03, примечание 4) заключаются в том, что в испытуемом образце не должны обнаруживаться нарушения функционирования, ухудшения параметров или отклонения характеристик от паспортных значений при воздействии на него электрических полей с интенсивностью, указанной в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Чувствительность к излучаемому электрическому полю

Диапазон частот, МГц	Уровень чувствительности, В/м
0,01—1,9	1
2—29,9	5
30—400	10

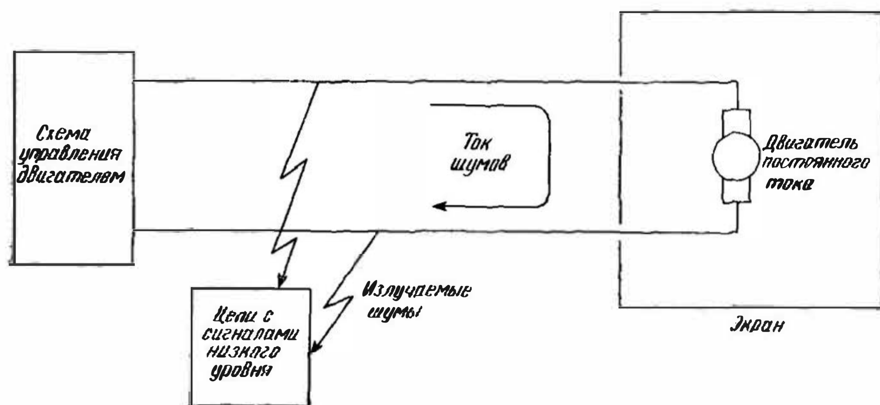
Другим видом испытаний, представляющим общий интерес, является импульсный тест (CS06) для определения чувствительности по сети питания. При этом испытании на все незаземленные провода питания по постоянному или переменному току подается импульс напряжения длительностью 10 мкс. Амплитуда импульса должна вдвое превышать постоянное напряжение питания или составлять 100 В, если его значение при таком расчете получается меньше 100 В. Положительные и отрицательные, одиночные и повторяющиеся (6—10 раз в секунду) импульсы следует подавать на схему в течение интервала времени не менее 30 мин. Импульсы должны быть синхронизированы с периодами выборки сигналов с испытуемой схемы так, чтобы обнаружение помех было наиболее вероятным. При подаче импульсов не должно наблюдаться сбоев в работе схемы, ухудшения ее параметров или отклонения характеристик от паспортных значений. Аналогичное требование (по возможности с увеличением времени испытания) должно предъявляться к большинству электронных приборов, поскольку для твердотельных схем всплески напряжения питания являются основной причиной помех и выхода их из строя.

Типичные пути проникновения шумов

Из схемы на фиг. 1.8 видно, что проблема шумоподавления возникает при наличии трех необходимых элементов: во-первых, должен быть источник шумов; во-вторых, должна быть схема-приемник, чувствительная к шумам; в-третьих, необходимо наличие канала связи для передачи шумов от источника к приемнику.



Фиг 1 8 Схема, реализация которой приводит к возникновению проблемы подавления шумов.



Фиг 1 9. Воздействие шумов от электродвигателя на цепь с сигналами низкого уровня.

При анализе проблемы шумов прежде всего следует определить, что является источником шумов, что служит их приемником и каким образом источник и приемник связаны друг с другом. Отсюда вытекает, что возможны три способа устранения прохождения шумов: 1) подавление шумов в источнике, 2) создание приемника, нечувствительного к шумам; 3) минимизация передачи шумов через канал связи. В некоторых случаях необходимо применять два или даже все три указанных способа подавления шумов.

Рассмотрим, например, схему, показанную на фиг. 1.9. В этой схеме экранированный двигатель постоянного тока соединен со схемой управления. Шумы от двигателя вызывают помехи в сла-

боточной схеме, расположенной в той же установке. Шумовые токи, возникающие на коллекторе двигателя, выходят за пределы экрана, проходя по проводам к схеме управления. Провода излучают шумы, наводя их на слаботочные цепи.

В этом примере источником шумов является искрение между щетками и коллектором двигателя. Канал связи состоит из двух частей: проводов, подведенных к двигателю, и излучения от этих проводов. Приемником служит слаботочная цепь. В данном случае с источником и приемником мало что можно сделать. Поэтому помехи должны быть подавлены в канале связи. Можно блокировать шумы, проходящие по проводам за пределы экрана, или подавить излучение проводов, а возможно, следует сделать и то и другое. Более подробно этот пример рассмотрен в гл. 5.

Применение теории цепей

Для точного ответа на вопрос о поведении любой электрической цепи необходимо решить уравнения Максвелла. Эти уравнения являются функциями трех пространственных переменных (x, y, z) и времени (t). Решение их для любой, даже простейшей задачи обычно является очень сложным. Чтобы этого избежать, для большинства операций проектирования применяется приближенный метод анализа, называемый анализом электрических цепей.

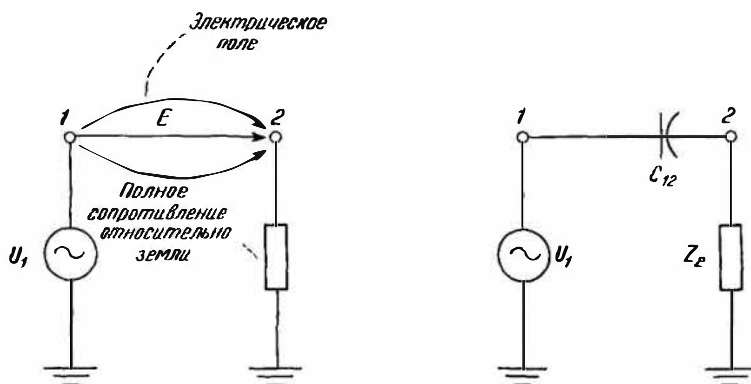
При этом анализе пространственные переменные исключаются и производится приближенное решение в виде функции только времени. Анализ электрических цепей основан на следующих допущениях:

1) все электрические поля сосредоточены в конденсаторах;
2) все магнитные поля сосредоточены в индуктивностях;
3) размеры схем малы по сравнению с длиной принимаемых во внимание волн.

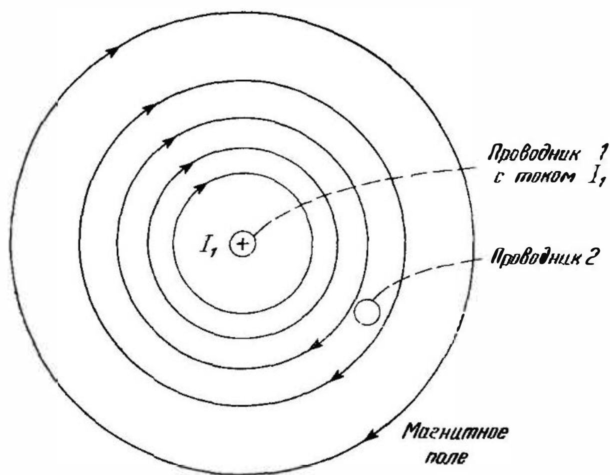
При этом фактически подразумевается, что внешними полями (хотя они в действительности и существуют) можно при анализе схемы пренебречь. Тем не менее при рассмотрении влияния этих внешних полей на другие схемы они должны учитываться.

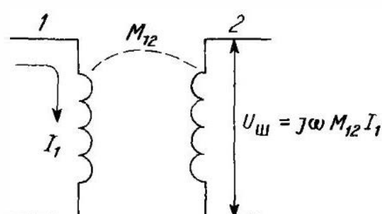
Например, мощный 100-ваттный усилитель излучает в пространство мощность 100 мВт. Этими 100 мВт мы полностью пренебрегаем при анализе мощного усилителя. Однако, даже если малая часть этой излучаемой мощности попадает на вход чувствительного усилителя, она может создать большой шумовой сигнал.

Там, где это возможно, каналы проникновения шумов представляют в виде эквивалентных цепей из элементов с сосредоточенными параметрами. Например, переменное электрическое поле между двумя проводниками можно представить в виде включенного между ними конденсатора (фиг. 1.10). Переменное магнитное поле, связывающее два проводника, можно представить в виде взаимной индуктивности между двумя цепями (фиг. 1.11).



Фиг. 1 10 Представление связи двух цепей через электрическое поле в виде конденсатора.





Фиг. 1.11. Представление связи двух цепей через магнитное поле в виде взаимной индуктивности

Для того чтобы такой подход был справедлив, физические размеры схем должны быть малы по сравнению с длинами волн сигналов, действующих в схеме. Это допущение делается на протяжении всей книги, и обычно оно выполняется. Так, например, длина волны сигнала с частотой 1 МГц составляет около 300 м. Для сигнала 300 МГц она равна 1 м. Большинство электронных схем имеет меньшие размеры.

Но, даже когда указанное выше допущение не совсем справедливо, представление в виде элементов с сосредоточенными параметрами все же полезно по следующим причинам:

1) решение уравнений Максвелла для большинства возникающих на практике проблем подавления шумов нереально из-за сложных граничных условий;

2) хотя представление в виде элементов с сосредоточенными параметрами не обязательно дает точный количественный ответ, однако оно ясно показывает, как шумы зависят от параметров системы. Решение же уравнений Максвелла, даже если оно и возможно, не дает четкого представления об этой зависимости.

Вообще говоря, за исключением некоторых случаев с особой геометрией, определение численных значений величин элементов эквивалентных цепей с сосредоточенными параметрами с любой степенью точности является очень трудным делом. Однако если можно сделать вывод о наличии таких элементов и о том, как их следует включить в схему, то это очень полезно само по себе, даже если такие элементы представлены лишь качественно.

Способы проникновения шумов

Шумы, наводимые на провода

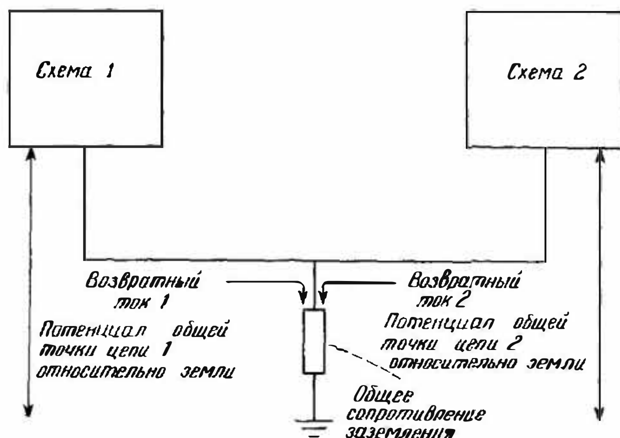
Одним из наиболее очевидных, но часто упускаемых из виду путей проникновения шумов в схему являются провода. Проходя через «зашумленное» пространство, проводник получает шумовые наводки, а затем передает их другой схеме. Это вызывает помехи. Решение состоит в защите проводника от шумов или в обеспечении развязки, благодаря которой шумы отводятся с проводника прежде, чем попадут в чувствительную схему.

Основным примером такого вида связи являются шумы, проникающие в схему по проводам сети. В случае, если разработчик не имеет возможности контролировать сеть или если к сети подключают и другую аппаратуру, возникает необходимость в развязке проводов сети по шумам до их подсоединения к схеме.

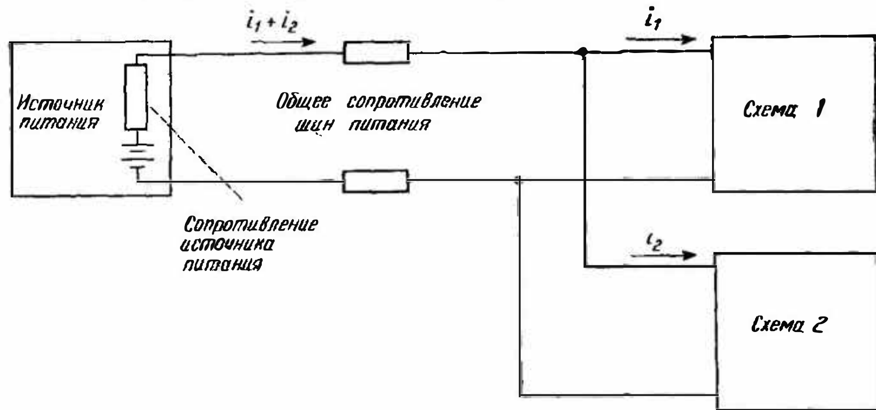
Связь через общее сопротивление

Связь через общее сопротивление встречается там, где токи от двух различных схем проходят через одно сопротивление. При этом падение напряжения, создаваемое каждой из схем на этом

сопротивлении, является для другой схемы помехой. Классический пример такого рода связи показан на фиг. 1.12. Оба возвратных тока (*1* и *2*) проходят на землю через общее сопротивление. Что касается схемы *1*, то потенциал ее общей точки относительно земли модулируется возвратным током *2*, протекающим через общее



Фиг. 1.12. Пример связи двух схем через общую шину заземления.



Фиг. 1.13. Пример связи двух схем через общий источник питания.

сопротивление шины земли. Поэтому от схемы *2* к схеме *1* через общее сопротивление поступает некоторый шумовой сигнал.

Другим примером проблемы такого рода является представленная на фиг. 1.13 схема разводки питания. Любое изменение тока, потребляемого схемой *2*, будет изменять напряжение на зажимах питания схемы *1* из-за наличия общих сопротивлений шин питания и внутреннего сопротивления источника питания. Поло-

жение можно несколько улучшить, подключив схему 2 ближе к выходным зажимам источника питания и уменьшив тем самым величину общего сопротивления шин питания. Однако связь через внутреннее сопротивление источника питания остается.

Электрические и магнитные поля

Еще один вид связи представляет собой излучение электрического и магнитного полей. Все элементы схем, включая проводники, при движении по ним электрических зарядов излучают электромагнитные поля. Кроме такого не предусмотренного разработкой излучения, существует проблема преднамеренного излучения от таких источников, как радиовещательные и радиолокационные станции. Когда приемник расположен вблизи источника (в ближнем поле), электрическое и магнитное поля рассматривают раздельно. Если же приемник находится далеко от источника (в дальнем поле), излучение рассматривается как комбинация электрического и магнитного полей, т. е. как электромагнитное излучение[1].

Второстепенные источники шумов

Гальванический процесс

При использовании в слаботочной сигнальной цепи разнородных металлов в результате образования из них гальванической пары могут возникать напряжения шумов. При наличии на стыке двух металлов загрязнений или водяных паров создается электрохимический элемент. Развиваемая им э. д. с. зависит от используемых металлов, т. е. от их расположения в гальваническом ряду, представленном в табл. 1.2. Чем дальше в этой таблице металлы отстоят друг от друга, тем больше будет развиваемое ими напряжение. Если контакт образован одноименными металлами, разность потенциалов между ними отсутствует.

При использовании разнородных металлов, помимо возникновения напряжения шумов, может существовать и проблема коррозии. Гальваническая коррозия приводит к тому, что положительные ионы одного металла переносятся в другой металл. Это постепенно разрушает материал анода. Скорость коррозии зависит от степени загрязнения окружающей среды и от того, насколько далеко отстоят друг от друга металлы в гальваническом ряду. Чем дальше они расположены в этом ряду, тем быстрее происходит перенос ионов. Обычно, хотя и не обязательно, комбинацию металлов составляют медь и алюминий. При этом алюминий в конце концов разъедается. Однако, если медь покрыта оловянно-свинцо-

[1] Объяснение того, что́ такое ближнее и дальнее поля, см. в гл. 6.

Таблица 1 2

Гальванический ряд

Анодный конец
(более подвержен коррозии)

Группа I	1. Магний
Группа II	2. Цинк 3 Сталь с гальваническим покрытием 4. Алюминий марки 2S 5. Кадмий 6. Алюминий марки 17ST
Группа III	7. Сталь 8. Железо 9. Нержавеющая сталь 10. Оловянно-свинцовый припой 11. Свинец 12. Олово
Группа IV	13. Никель 14. Латунь 15. Медь 16. Бронза 17. Медно-никелевый сплав 18. Монель 19. Серебряный припой 20. Никель пассивированный[1] 21. Нержавеющая сталь пассивированная[1]
Группа V	22. Серебро 23. Графит 24. Золото 25. Платина

Катодный конец
(менее подвержен коррозии)

[1]) Пассивация погружением в раствор сильной кислоты.

вым припоем, реакция замедляется, поскольку медь и оловянно-свинцовый припой расположены в гальваническом ряду ближе, чем медь и алюминий.

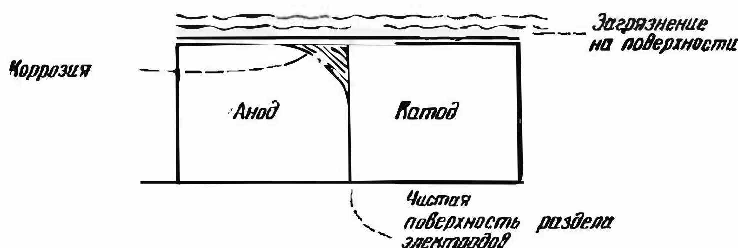
Для гальванического процесса необходимо наличие четырех элементов:

1) материала анода (см. верхнюю часть табл. 1.2);
2) электролита (обычно в виде загрязнения);
3) материала катода (см. нижнюю часть табл. 1.2);
4) электропроводного соединения между анодом и катодом (обычно представляет собой цепь утечки).

Гальванический процесс может иметь место даже в том случае, если между анодом и катодом нет загрязнения. Все, что необходимо для возникновения гальванического процесса, это некото-

рое количество грязи на поверхности соприкосновения двух металлов (фиг. 1.14).

Как показано в табл. 1.2, металлы в гальваническом ряду делятся на пять групп. При необходимости использования комбинации разнородных металлов желательно брать металлы из одной группы.



Фиг 1 14. Возникновение гальванического процесса при соединении двух разнородных металлов и наличии на их поверхности загрязнения.

Электролитический процесс

Другой вид коррозии обусловлен электролитическим процессом. Он вызывается постоянным током, протекающим между двумя металлами при наличии между ними электролита (в качестве последнего может фигурировать грязь даже со слабыми кислотными свойствами). Коррозия такого типа не зависит от вида применяемых металлов и наблюдается даже между однородными металлами. Скорость коррозии зависит от величины тока и проводимости электролита.

Трибоэлектрический эффект

В том случае, если диэлектрик внутри кабеля не имеет контакта с проводниками кабеля, на нем может накапливаться заряд. Это явление называется трибоэлектрическим эффектом. Обычно он вызывается механическим изгибом кабеля. Такой заряд действует как источник напряжения шумов, находящийся внутри кабеля. Трибоэлектрический эффект минимизируют, избегая резких перегибов кабеля и его перемещения. Выпускается специальный «малошумящий» кабель, в котором диэлектрик проходит специальную химическую обработку, сводящую к минимуму возможность накопления на нем заряда.

Перемещение проводника

Если проводник движется в магнитном поле, на концах его возникает разность потенциалов. Паразитные магнитные поля, вызванные наличием больших токов в силовых цепях, а также в

других схемах, имеются почти в любой точке окружающего пространства. Данная проблема усугубляется при наличии вибрации. Решается она просто: перемещение проводников устраняется путем закрепления кабелей скобами и другими приспособлениями.

Методы устранения помех

В последующих главах приводятся способы, при помощи которых можно устранить или по крайней мере уменьшить взаимные помехи электронных схем. Ниже перечислены основные методы, применяемые для борьбы с помехами:

1) экранирование;
2) заземление;
3) балансировка;
4) фильтрация;
5) изоляция;
6) разнесение и ориентация;
7) регулировка величины полного сопротивления схемы;
8) выбор кабеля;
9) подавление (в частотной или временной области).

В приложении 2, выполненном в виде контрольного листка, дана сводка наиболее широко применяемых методов шумоподавления. Однако даже при использовании всех этих методов следует помнить, что шумы обычно невозможно устранить полностью; их можно лишь уменьшить до такой степени, чтобы они не создавали помех.

Даже для простейших случаев единого универсального средства решения проблемы шумоподавления не существует. Обычно приходится идти на компромисс, и мнения о том, какое из многих альтернативных решений наилучшее, существенно расходятся. Ниже будут рассмотрены методы, используемые для уменьшения помех. Однако то, какой из них следует применять в конкретном случае, должен определять разработчик системы.

Выводы

- Проектирование аппаратуры, не создающей шумов, столь же необходимо, как и проектирование помехозащищенной аппаратуры.
- Подавлением шумов следует заниматься на возможно более ранней стадии проектирования.
- Для возникновения помех необходимо наличие трех компонентов: источника шумов, канала связи и чувствительного приемника.
- Имеются три основных способа передачи шумов: наводки по проводам, связь через общее сопротивление и связь путем электромагнитного излучения.

● При контакте металлов друг с другом в сигнальных цепях эти металлы должны быть гальванически совместимы.

● Универсальный метод решения большинства проблем шумов существует далеко не всегда. Обычно имеются несколько способов борьбы с шумами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Bell Laboratories, Physical Design of Electronic Systems, Vol. 2, Ch. 5 (Electrochemistry and Protection of Surfaces), Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1970.
2. Cohen T. J, McCoy L. G., RFI — A New Look at an Old Problem, *QST* (March 1975).
3. FCC Rules and Regulations, Vol. 2, US Government Printing Office, Washington, D. C.
4. MIL-STD-461A, Electromagnetic Interference Characteristic Requirements for Equipment, August 1968
5. MIL-STD-462, Electromagnetic Interference Characteristics, Measurement of, July 1967.
6. White D. R. J., Electromagnetic Interference and Compatibility, Vol. 1 (Electrical Noise and EMI Specifications), Don White Consultants, Germantown, Maryland, 1971. (Русский перевод: Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. Вып. 1. Общие вопросы ЭМС, межсистемные помехи/Сокр. перев. с англ. под ред. А. И. Сапгира. М.: Советское радио, 1975; вып. 2. Внутрисистемные помехи и методы их уменьшения/Сокр. перев. с англ. под ред. А. И. Сапгира. М.: Советское радио, 1978)
7. White D. R. J., Electromagnetic Interference and Compatibility, Vol. 2 (EMI Test Methods and Procedures), Don White Consultants, Germantown, Maryland, 1974 (Русский перевод: Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. Вып. 3. Измерение электромагнитных полей и измерительная аппаратура/Сокр. перев. с англ. под ред. А. Д. Князева. М.: Советское радио, 1979.)

Глава 2

ЭКРАНИРОВАНИЕ ПРОВОДНИКОВ

Существуют два основных способа уменьшения шумовых наводок: экранирование и заземление. Данная глава посвящена экранированию, а заземление рассматривается в гл. 3. Однако методы экранирования и заземления тесно связаны между собой, и эти две главы следует изучать как единое целое. Так, например, в данной главе показано, что экран кабеля, используемый для подавления электрических полей, следует заземлять, а методы такого заземления излагаются в гл. 3.

При правильном применении экраны могут значительно уменьшать связи по шумам. Их можно устанавливать вокруг элементов, схем и устройств, а также вокруг кабелей и линий передачи. В данной главе рассматривается экранирование проводников, хотя те же основные принципы применяются и для другого рода экранирования. Дополнительная информация относительно такого экранирования содержится в гл. 6. В настоящей главе приняты следующие допущения:

1) экраны выполняются из немагнитных материалов, и на интересующих нас частотах их толщина намного меньше глубины скин-слоя[1];

2) приемник не настолько сильно связан с источником, чтобы служить для него нагрузкой;

3) индуктивные токи в схеме приемника сигналов малы и не искажают первоначальное поле. (Это, конечно, не относится к экрану, окружающему схему приемника.)

Для изучения вопросов экранирования представим связь между двумя схемами в виде сосредоточенных емкости и индуктивности между проводниками. Такую схему можно анализировать при помощи обычной теории цепей.

Будем считать, что имеются три типа связей. Первая, емкостная, или электрическая, связь вызывается взаимодействием схем через электрические поля. Этот вид связи обычно определяется в литературе как электростатическая связь, что неверно, посколь-

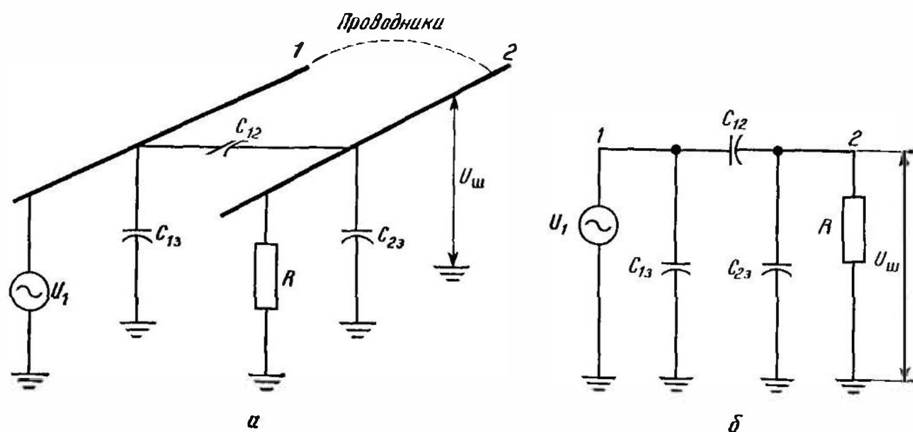
---

[1] Если толщина экрана больше, чем глубина скин-слоя, то степень экранирования увеличивается по сравнению с вычисленной по методам, изложенным эгой главе. Этот эффект подробно обсуждается в гл. 6.

ку поля не являются статическими. Второй тип связи — индуктивная, или магнитная, — есть результат взаимодействия двух схем посредством магнитных полей. Этот вид связи обычно называют электромагнитной связью, что также терминологически неправильно, так как электрические поля здесь не участвуют. Третий вид связи является комбинацией электрического и магнитного полей и совершенно правильно называется электромагнитной связью или связью через излучение. Методы, развитые для расчета электрической и магнитной связей, при их совместном использовании хорошо подходят для случая электромагнитной связи. При анализе ближнего поля электрическое и магнитное поля рассматривают обычно раздельно, а случай электромагнитного поля рассматривается для дальнего поля[1]. Схема, создающая помехи, называется источником, а схема, на которую помехи воздействуют, — приемником.

Емкостная связь

Упрощенное представление емкостной связи между двумя проводниками дано на фиг. 2.1, *а*. Здесь C_{12} — паразитная емкость между проводниками *1* и *2*, C_{13} — емкость между проводником *1*



Фиг 2 1 Емкостная связь между двумя проводиками.
а — физическое представление, *б* — эквивалентная схема

и землей, C_{23} — суммарная емкость между проводником *2* и землей, а R — сопротивление проводника *2* относительно земли. Сопротивление R обусловлено наличием схемы, подключенной к проводнику *2*, и не является паразитным элементом. Емкость C_{23} со-

[1] Определение дальнего и ближнего полей см. в гл. 6.

стоит из паразитной емкости проводника 2 относительно земли и емкости подключенной к нему схемы. На фиг. 2.1, б дана эквивалентная схема емкостной связи. Напряжение U_1 на проводнике 1 необходимо рассматривать как источник помех, а проводник 2 — как цепь, на которую воздействуют помехи, или как приемник. Любой емкостью, включенной параллельно источнику, как, например, C_{13} на фиг. 2.1, можно пренебречь, поскольку на связь по шумам она не влияет. Напряжение шумов $U_ш$, выделяющееся на проводнике 2 относительно земли, можно представить в следующем виде:

$$U_ш = \frac{j\omega[C_{12}/(C_{12}+C_{23})]}{j\omega + 1/R(C_{12}+C_{23})} U_1. \qquad (2.1)$$

Из уравнения (2.1) не видно явным образом, как наведенное напряжение зависит от различных параметров. Для случая, когда сопротивление R меньше суммарного полного сопротивления C_{12} и C_{23}, данное уравнение можно упростить. Это условие выполняется для большинства случаев, встречающихся на практике. Таким образом, при

$$R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12}+C_{23})}$$

уравнение (2.1) принимает следующий вид:

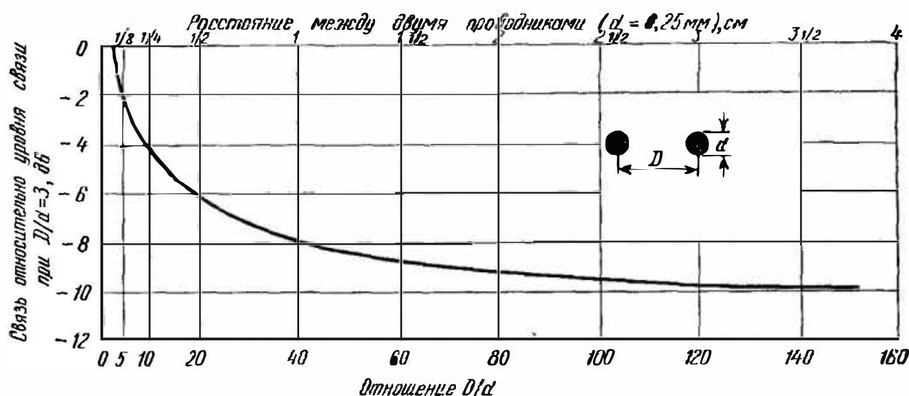
$$\boxed{U_ш = j\omega R C_{12} U_1.} \qquad (2.2)$$

Полученное уравнение наиболее важно для описания емкостной связи между двумя проводниками, и оно ясно показывает, как наведенное напряжение зависит от параметров. Из уравнения (2.2) видно, что напряжение шумов прямо пропорционально частоте $\omega = 2\pi f$ источника шумов, сопротивлению R цепи-приемника относительно земли, емкости C_{12} между проводниками 1 и 2 и величине напряжения U_1.

Если предположить, что напряжение и частоту источника шумов мы изменить не можем, остаются только два параметра, при помощи которых можно уменьшить емкостную связь: можно шунтировать цепь-приемник малым сопротивлением или же уменьшить емкость C_{12}. Последнее можно обеспечить за счет соответствующей ориентации проводников, их экранирования (рассматриваемого в следующем разделе) или разнесения проводников в пространстве. При разнесении проводников C_{12} уменьшается, за счет чего понижается и напряжение, наводимое на проводник 2[1]. Влия-

[1] Емкость C_{12} между двумя параллельными проводниками диаметром d, отстоящими друг от друга на расстояние D (выраженная в Ф/м), равна $\pi\varepsilon/\mathrm{arch}(D/d)$. Для $D/d > 3$ это выражение упрощается: $C_{12} = \pi\varepsilon/\ln(2D/d)$, где $\varepsilon = 8{,}85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м для вакуума.

ние расстояния между проводниками на емкостную связь показано на фиг. 2.2. За 0 дБ здесь принята связь между проводниками, разнесенными на расстояние, равное трем диаметрам проводника. Как можно видеть, при увеличении расстояния между проводниками более 40 их диаметров ослабление увеличивается незначительно.



Фиг. 2.2. Зависимость величины емкостной связи от расстояния между проводниками.

Для проводников с $d=0{,}25$ мм почти полное исчезновение связи наблюдается при разнесении их на 1 см.

Если сопротивление проводника *2* относительно земли велико, так что

$$R \gg \frac{1}{j\omega(C_{12}+C_{23})},$$

то уравнение (2.1) сводится к следующему:

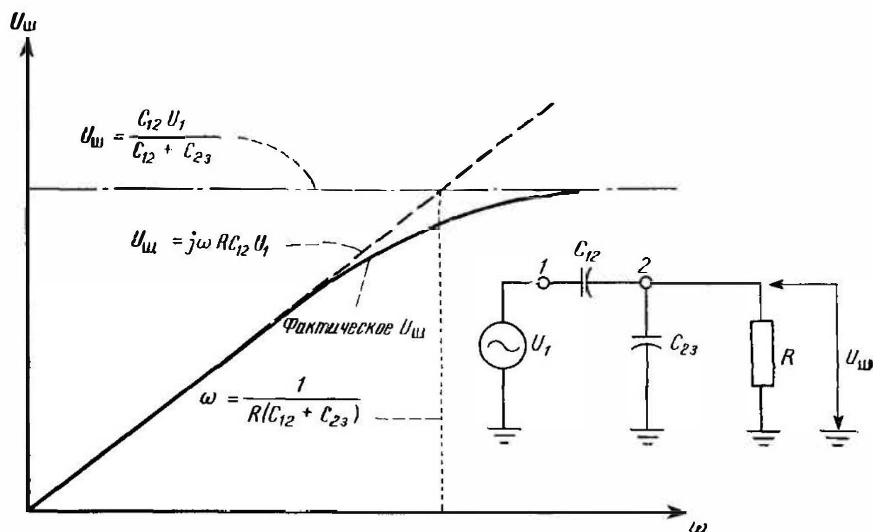
$$U_{ш}=\frac{C_{12}}{C_{12}+C_{23}}U_1. \qquad (2.3)$$

При этом напряжение шумов между проводником *2* и землей определяется емкостным делителем напряжения C_{12} и C_{23}. Оно не зависит от частоты, и величина его больше, чем в случае, когда R мало.

График зависимости $U_{ш}$ от ω, определяемого по уравнению (2.1), показан на фиг. 2.3. Очевидно, что максимум связи по шумам задается уравнением (2.3). Из графика также видно, что фактическое напряжение шумов никогда не превышает величины, получаемой из уравнения (2.2). При частоте

$$\omega=\frac{1}{R(C_{12}+C_{23})} \qquad (2.4)$$

величина шумов, определяемых из уравнения (2.2), будет в 1,41 раза больше действительного значения. Почти всегда на практике частота намного меньше указанной, и уравнение (2.2) справедливо.



Фиг. 2.3. Зависимость напряжения шумов, обусловленного емкостной связью, от частоты.

Влияние экрана на емкостную связь

Рассмотрим вначале случай, когда приемник (проводник 2) имеет относительно земли бесконечное сопротивление. При помещении проводника 2 в экран возникает ситуация, представленная на фиг. 2.4, *а*. На фиг. 2.4, *б* показана эквивалентная схема емкостной связи между проводниками. На экран наводится напряжение

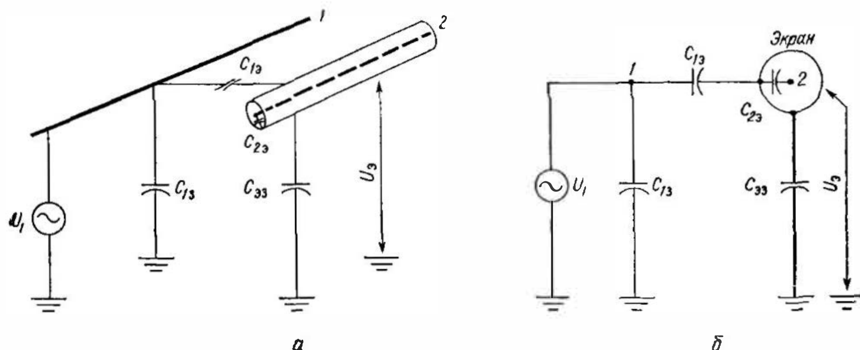
$$U_э = \frac{C_{1э}}{C_{1э} + C_{эз}} U_1. \tag{2.5}$$

Поскольку ток через конденсатор $C_{2э}$ не течет, на проводник 2 наводится напряжение

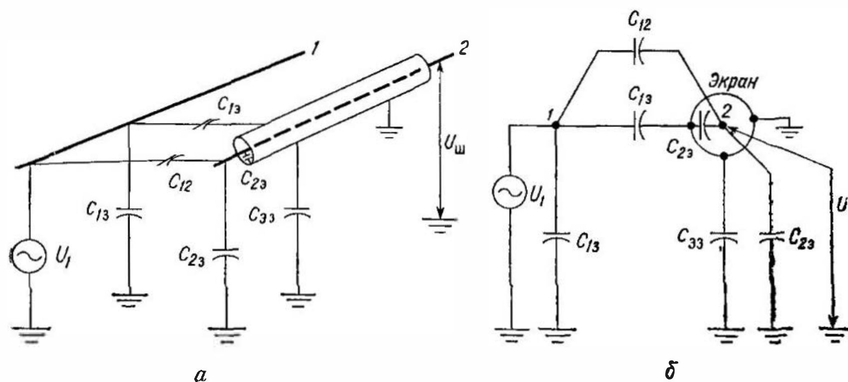
$$U_ш = U_э. \tag{2.6}$$

Если экран заземлен, $U_э = 0$, и напряжение шумов $U_ш$ на проводнике 2 также уменьшается до 0. Этот случай, когда центральный проводник не выходит за пределы экрана, является идеальным, и он нетипичен.

На практике центральный проводник обычно выходит за экран, как показано на фиг. 2.5. Здесь C_{12} — емкость между проводником *1* и экранированным проводником *2*, а $C_{2з}$ — емкость между проводником *2* и землей. Обе эти емкости существуют, так как концы проводника *2* выходят за пределы экрана. В этом случае,



Фиг. 2.4. **Емкостная связь при наличии экрана вокруг проводника-приемника.**
а — физическое представление; *б* — эквивалентная схема.



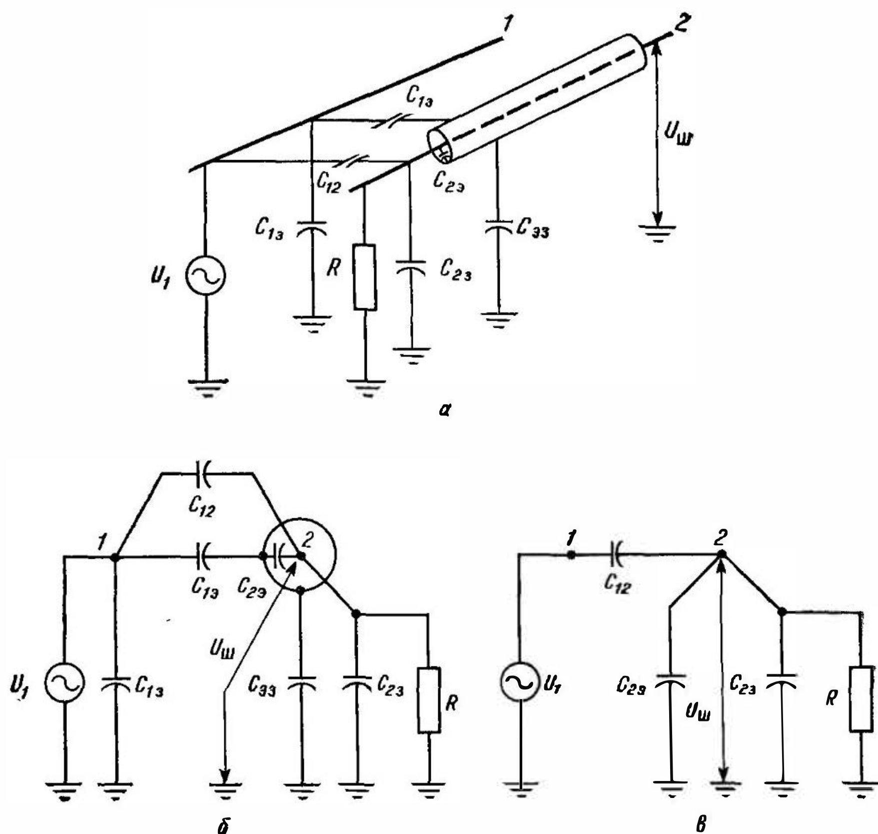
Фиг. 2.5. **Емкостная связь в случае выхода центрального проводника за пределы экрана; экран заземлен в одной точке.**
а — физическое представление; *б* — эквивалентная схема.

даже если экран заземлен, на проводник *2* наводится напряжение шумов. Его величина определяется следующим выражением:

$$U_ш = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2з} + C_{2э}} U_1. \quad (2.7)$$

В выражении (2.7) величина C_{12}, а следовательно, и $U_ш$ зависят от длины части проводника *2*, выступающей за экран.

Таким образом, для хорошего экранирования электрического поля необходимо: 1) минимизировать длину центрального проводника, выходящего за пределы экрана, и 2) обеспечить хорошее заземление экрана.



Фиг. 2.6. Емкостная связь при резистивном (гальваническом) соединении центрального проводника и шины земли.

а — физическое представление; *б* — эквивалентная схема; *в* — упрощенная эквивалентная схема при заземленном экране.

Заземление экрана в одной точке дает хороший эффект для кабеля, длина которого не превышает 1/20 длины волны. Для более длинных кабелей может потребоваться заземление в нескольких точках.

Если проводник-приемник имеет конечное сопротивление относительно земли, структура будет иметь вид, показанный на фиг.

2.6, *а*. При заземленном экране эквивалентную схему (фиг. 2.6, *б*) можно упростить (фиг. 2.6, *в*). Любой емкостью, подключенной непосредственно к источнику, можно пренебречь, поскольку она не влияет на связь по шумам. Можно заметить, что здесь упрощенная эквивалентная схема та же, что и представленная на фиг. 2.1, *б*, если в последней заменить C_{23} на сумму C_{23} и $C_{2э}$. Следовательно, если

$$R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12}+C_{23}+C_{2э})},$$

что обычно выполняется, то напряжение шумов, наведенных на проводник *2*,

$$U_ш = j\omega R C_{12} U_1. \qquad (2.8)$$

Это то же уравнение, что и выражение (2.2) для незаземленного кабеля, но C_{12} сильно уменьшено наличием экрана. Емкость C_{12} в данном случае состоит в основном из емкости между проводником *1* и неэкранированной частью проводника *2*. Если экран выполнен в виде оплетки, любая емкость, обусловленная связью через отверстия в оплетке между проводниками *1* и *2*, также должна быть включена в C_{12}.

Индуктивная связь[1]

При прохождении тока I через замкнутую цепь возникает магнитный поток Φ, пропорциональный этому току. Коэффициент пропорциональности называется индуктивностью L. Можно записать, что

$$\Phi = LI. \qquad (2.9)$$

Величина индуктивности зависит от геометрии и магнитных свойств среды, в которой создается поле. Индуктивность имеет смысл лишь для замкнутой цепи. Однако иногда можно говорить и об индуктивности какой-либо части цепи. В этом случае подразумевается тот вклад, который эта часть цепи вносит в общую индуктивность замкнутой цепи.

Если магнитный поток, создаваемый током, проходящим в одной цепи, пересечет другую цепь, то имеет место взаимоиндукция между этими цепями, коэффициент которой определяется как

$$M_{12} = \frac{\Phi_{12}}{I_1}. \qquad (2.10)$$

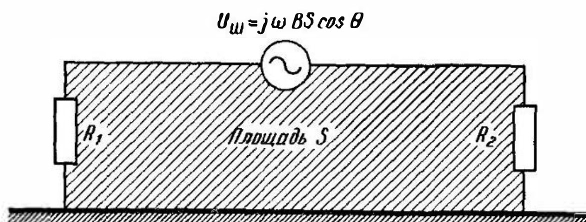
Здесь Φ_{12} обозначает поток через цепь *2*, вызванный током I_1 цепи *1*.

[1] Здесь и далее, говоря об индуктивной связи и индуктивных наводках (помехах), автор имеет в виду магнитную индукцию. — *Прим. ред.*

Можно показать [7, стр. 331], что магнитное поле с плотностью потока $\overline{B}$ наводит в замкнутом контуре с площадью $\overline{S}$ напряжение

$$U_ш = -\frac{d}{dt}\int_S \overline{B}\cdot\overline{dS}, \qquad (2.11)$$

где $\overline{B}$ и $\overline{S}$ — векторы. Если замкнутый контур неподвижен, а плотность потока изменяется во времени по синусоидальному закону



Фиг. 2.7. Магнитное поле с плотностью потока B пересекает площадь S под углом θ.

и перекрывает всю площадь контура, то уравнение (2.11) сводится к следующему:

$$\boxed{U_ш = j\omega BS\cos\theta.}\ ^{1)} \qquad (2.12)$$

Как показано на фиг. 2.7, S — площадь замкнутого контура, B — действующее значение плотности магнитного потока, изменяющегося по синусоидальному закону с частотой ω, выраженной в радианах в секунду, а $U_ш$ — действующее значение наведенного напряжения.

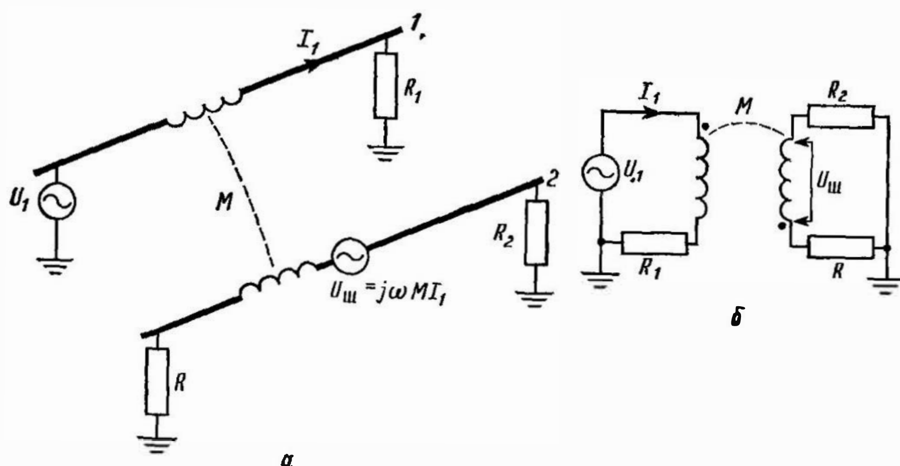
Данное соотношение можно выразить также через коэффициент взаимной индуктивности M двух цепей:

$$U_ш = j\omega MI_1 = M\frac{di_1}{dt}. \qquad (2.13)$$

Уравнения (2.12) и (2.13) — основные уравнения, описывающие индуктивную связь двух цепей. На фиг. 2.8 показана индуктивная связь между двумя цепями, выраженная уравнением (2.13). Здесь I_1 — ток в цепи, создающий помехи, а M — член, отражающий геометрические и магнитные свойства пространства между этими

[1] Уравнение (2.12) справедливо для системы единиц МКС. Плотность потока B измеряется в веберах на квадратный метр (или в теслах), а площадь S — в квадратных метрах. Если B выражается в гауссах, а S — в квадратных сантиметрах (система единиц СГС), правую часть уравнения (2.12) необходимо умножить на 10^{-8}.

двумя цепями. Наличие ω в уравнениях (2.12) и (2.13) указывает на то, что связь между цепями пропорциональна частоте. Для уменьшения напряжения шумов необходимо уменьшить B, S или $\cos\theta$. Величину B можно уменьшить, разнося цепи в пространстве или применив в цепи источника скрученную (витую) пару проводов, в результате чего ток пойдет по скрученной паре, а не по заземляющей плоскости. Необходимые для этого условия рассматриваются в следующем разделе. При выполнении этих условий

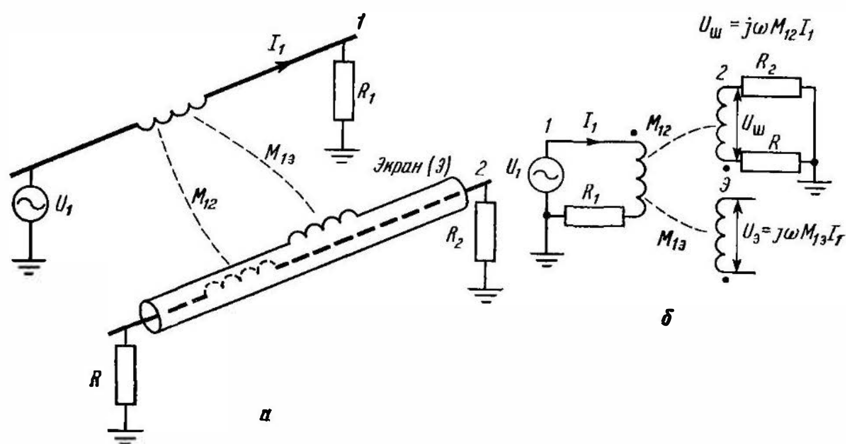


Фиг. 2.8 Магнитная связь между двумя цепями.
а — физическое представление; *б* — эквивалентная схема.

скручивание проводов приводит к тому, что магнитные поля, создаваемые каждым проводом, взаимно компенсируются. Площадь S цепи-приемника можно уменьшить, расположив проводник ближе к плоскости заземления (если возвратный ток течет по ней) или применив два проводника, скрученных вместе (если возвратный ток течет по одному из второй пары проводов, а не по плоскости заземления). Значение $\cos\theta$ можно уменьшить путем соответствующей ориентации цепей источника и приемника.

Полезно указать на некоторые различия в связи через электрические и магнитные поля. Во-первых, в случае магнитной связи уменьшение сопротивления цепи-приемника не снижает наводки, как это имеет место в случае связи через электрическое поле. Во-вторых, в случае связи через магнитное поле напряжение шумов оказывается приложенным последовательно с проводниками-приемниками, тогда как в случае связи через электрическое поле оно падает между проводником-приемником и землей. Если те-

перь проводник 2 поместить в незаземленный немагнитный экран, схема станет такой, как показано на фиг. 2.9, где $M_{1э}$ — взаимная индуктивность (коэффициент взаимной индукции) между проводником 1 и экраном. Поскольку экран не влияет на конфигурацию или магнитные свойства пространства между цепями 1 и 2, он не оказывает влияния и на напряжение, наведенное на проводник 2.



Фиг 2.9 Магнитная связь при наличии экрана вокруг проводника-приемника.
а — физическое представление, б — эквивалентная схема.

Однако вследствие прохождения в проводнике 1 тока на экран наводится напряжение

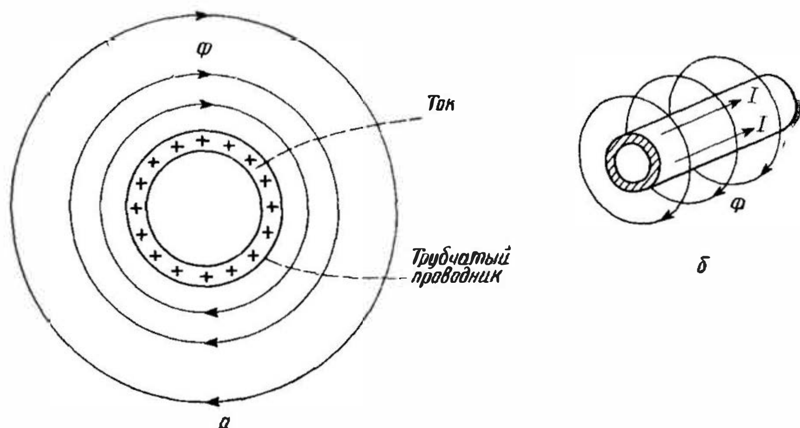
$$U_э = j\omega M_{1э} I_1. \qquad (2.14)$$

Заземление одного из концов экрана не меняет дела. *Таким образом, можно сделать вывод, что помещение проводника в экран и заземление экрана с одной стороны не влияют на величину напряжения, наводимого на этот проводник магнитным полем.*

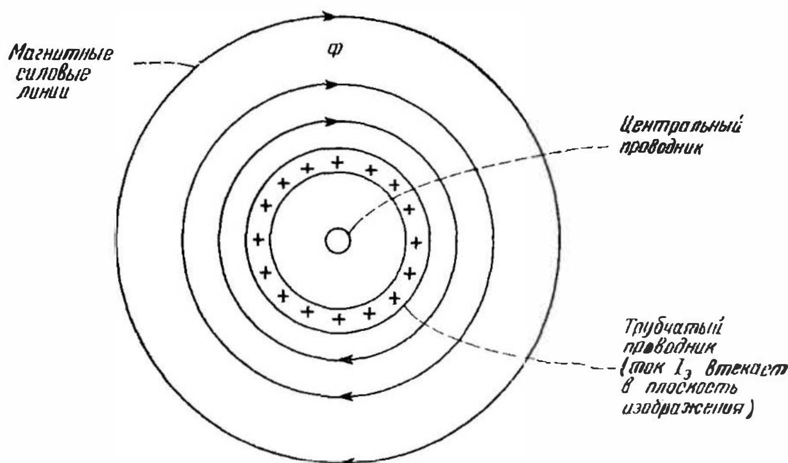
Магнитная связь между экраном и заключенным в него проводником

Прежде чем мы продолжим обсуждение индуктивной связи определим величину магнитной связи между проводящей трубкой и любым помещенным в нее проводником. Полученные выражения лежат в основе подхода, применяемого для рассмотрения индуктивного экранирования, и понадобятся нам в дальнейшем.

Рассмотрим вначале магнитное поле, создаваемое трубчатым проводником, по которому вдоль его оси течет равномерно распределенный ток (фиг. 2.10). Если отверстие в трубке расположено



Фиг 2.10 Магнитное поле тока в трубчатом проводнике.
а — вид с торца, *б* — аксонометрическое представление. В полости трубки магнитного поля нет.



Фиг 2.11 Коаксиальный кабель с протекающим по экрану током.

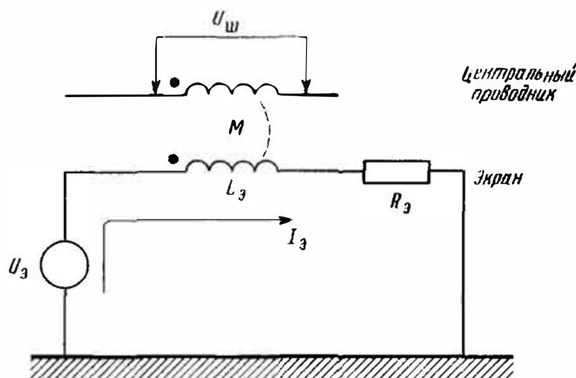
концентрично с ее внешней поверхностью, магнитное поле в полости отсутствует и сосредоточено вне трубки [11, стр. 278]. Поместим в трубку проводник, получив таким образом коаксиальный кабель (фиг. 2.11). Весь поток Ф от тока $I_э$, проходящего по экранирующей трубке, окружает внутренний проводник. Индуктивность экрана равна

$$L_э = \frac{\Phi}{I_э}. \qquad (2.15)$$

Коэффициент взаимоиндукции между экраном и внутренним проводником равен

$$M = \frac{\Phi}{I_э}. \tag{2.16}$$

Поскольку весь поток, создаваемый током экрана, окружает центральный проводник, поток в обоих уравнениях один и тот же. Отсюда следует, что коэффициент взаимоиндукции между экраном



Фиг 2 12 Эквивалентная схема экранированного проводника.

и центральным проводником равен собственной индуктивности экрана:

$$\boxed{M = L_э.} \tag{2.17}$$

Уравнение (2.17) — очень важный результат, и нам часто будет необходимо на него ссылаться. Оно показывает, что взаимная индуктивность между экраном и центральным проводником равна индуктивности экрана. Вследствие принципа обратимости взаимной индукции [7, стр. 321] справедливо и обратное утверждение: взаимная индуктивность между центральным проводником и экраном равна индуктивности экрана.

Справедливость уравнения (2.17) зависит только от того, действительно ли ток экрана не создает магнитного поля в полости трубки. Для выполнения этого условия необходимо, чтобы трубка была цилиндрической и ток был распределен равномерно по ее окружности. Уравнение (2.17) справедливо независимо от положения центрального проводника внутри трубки. Другими словами, оба проводника не обязательно должны быть коаксиальными.

Теперь можно вычислить $U_ш$, наводимое на центральный проводник вследствие прохождения по экрану тока $I_э$. Предположим, что ток экрана создается напряжением $U_э$, наведенным на него

от какой-то другой цепи. На фиг. 2.12 показана схема, которую при этом следует рассматривать; $L_э$ и $R_э$ — здесь индуктивность и сопротивление экрана. Получаем

$$U_ш = j\omega M I_э. \qquad (2.18)$$

Ток $I_э$ определяется следующим выражением:

$$I_э = \frac{U_э}{L_э} \frac{1}{j\omega + R_э/L_э}, \qquad (2.19)$$

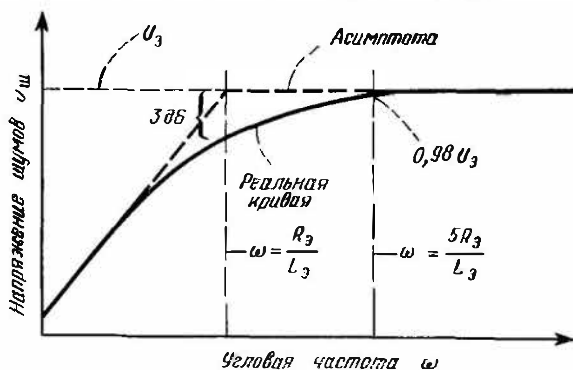
отсюда

$$U_ш = \frac{j\omega M U_э}{L_э} \frac{1}{j\omega + R_э/L_э}. \qquad (2.20)$$

Так как $L_э = M$ [из уравнения (2.17)], то

$$U_ш = \frac{j\omega}{j\omega + R_э/L_э} U_э. \qquad (2.21)$$

График, соответствующий уравнению (2.21), показан на фиг. 2.13. Сопрягающая частота для этой кривой определяется как ча-



Фиг. 2.13. Частотная характеристика напряжения шумов, наводимых в коаксиальном кабеле током экрана на центральный проводник.

стота среза экрана $\omega_{ср}$, и для нее действительны выражения

$$\omega_{ср} = \frac{R_э}{L_э}, \quad \text{или} \quad f_{ср} = \frac{R_э}{2\pi L_э}. \qquad (2.22)$$

Напряжение шумов, наводимых на центральный проводник на постоянном токе, равно нулю и увеличивается почти до $U_э$ на частоте $5R_э/L_э$ рад/с. Таким образом, при создании условий для протекания тока по экрану наводимое на центральный проводник напряжение на частотах, более чем в пять раз превышающих частоту среза экрана, почти равно напряжению экрана.

Таблица 2.1

Экспериментально определенные частоты среза экранов

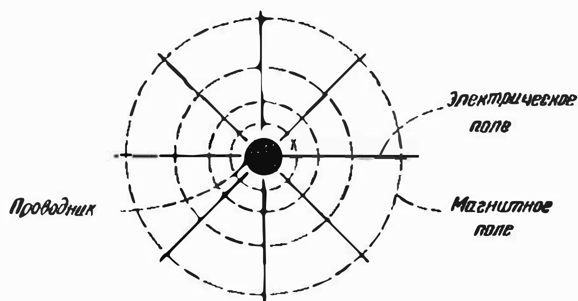
Тип кабеля	Импеданс, Ом	Частота среза, кГц	Пятикратное значение частоты среза, кГц	Примечание
		Коаксиальный		
RG-6A	75	0,6	3,0	Двойной экран
RG-213	50	0,7	3,5	
RG-214	50	0,7	3,5	Двойной экран
RG-62A	93	1,5	7,5	
RG-59C	75	1,6	8,0	
RG-58C	50	2,0	10,0	
		Экранированная витая пара		
754E	125	0,8	4,0	Двойной экран
24Ga	—	2,2	11,0	
22Ga[1]	—	7,0	35,0	Экран из алюминиевой фольги
		Экранированный отдельный провод		
24Ga	—	4,0	20,0	

[1]) Одна из 11 пар, имеющихся в кабеле [1].

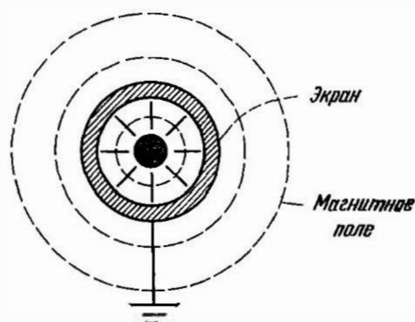
Это очень важное свойство проводника, находящегося в экране. В табл. 2.1 помещены измеренные для различных кабелей частоты среза экранов и их пятикратные значения. Для большинства кабелей пятикратные значения частоты среза близки к верхней границе полосы звуковых частот. У приведенного в таблице кабеля с экраном, выполненным из алюминиевой фольги, частота среза выше, чем у остальных. Это объясняется тем, что тонкая алюминиевая фольга имеет более высокое сопротивление.

Экранирование для предотвращения излучения магнитных полей

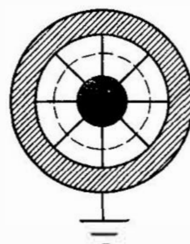
Чтобы предотвратить излучение, источник помех можно заключить в экран. На фиг. 2.14 показаны электрическое и магнитное поля проводника с током, находящегося в свободном пространстве (вакууме). Если проводник поместить в экран, заземленный в одной точке, линии электрического поля будут замыкаться на экран, однако на магнитное поле экран будет оказывать очень слабое



Фиг. 2.14. Поле проводника с током.



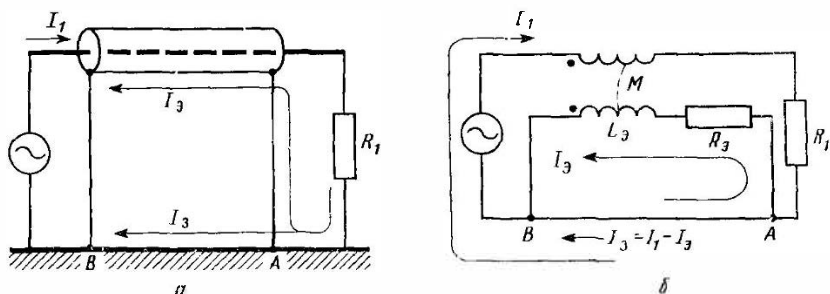
Фиг. 2.15. Поле экранированного проводника, заземленного в одной точке.



Фиг. 2 16. Поле экранированного проводника.
Экран заземлен, и по нему протекает ток, равный по величине и направленный навстречу току в центральном проводнике.

влияние (фиг. 2.15). Если сделать ток экрана равным по величине и направленным навстречу току центрального проводника, он будет создавать равное и противоположно направленное магнитное поле. В результате возникает ситуация, представленная на фиг. 2.16, когда поле вне экрана отсутствует.

На фиг. 2.17 показана заземленная с обоих концов цепь, по которой проходит ток I_1. Чтобы предотвратить излучение этой цепью магнитного поля, необходимо, чтобы оба конца экрана были заземлены и возвратный ток протекал от точки A к точке B по



Фиг. 2.17. Разделение тока между экраном и заземляющей плоскостью.
а — физическое представление; б — эквивалентная схема.

экрану ($I_э$ на рисунке), а не по заземленной плоскости (I_3). Но почему ток должен возвращаться от точки A к точке B по экрану, а не по имеющей нулевое сопротивление плоскости заземления? Для анализа такой конфигурации можно воспользоваться эквивалентной схемой. Записав контурное уравнение для цепи $A—R_э—L_э—B—A$ в виде

$$0 = I_э(j\omega L_э + R_э) - I_1 j\omega M, \qquad (2.23)$$

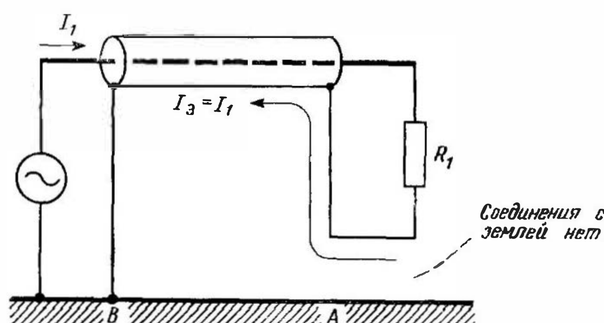
где M — взаимная индуктивность между экраном и центральным проводником [как было показано выше — см. (2.17), $M = L_э$], можно определить из него ток экрана $I_э$. Таким образом, разрешив данное уравнение относительно $I_э$ и сделав указанную подстановку, получим

$$I_э = I_1 \frac{j\omega}{j\omega + R_э/L_э} = I_1 \frac{j\omega}{j\omega + \omega_{ср}}. \qquad (2.24)$$

Из этого уравнения видно, что на частоте, намного превышающей частоту среза экрана $\omega_{ср}$, ток экрана приближается по величине к току через центральный проводник. Поэтому на высоких частотах вследствие наличия взаимной индуктивности между экраном и центральным проводником экран создает цепь возврата тока с более низкой индуктивностью, чем плоскость заземления. По

мере того как частота становится ниже 5 $\omega_{ср}$, магнитное экранирование кабеля ухудшается, так как при этом все большая часть тока возвращается через плоскость заземления.

Чтобы предотвратить излучение магнитного поля проводником, заземленным на обоих концах, его нужно экранировать, а экран необходимо заземлить на обоих концах. Это обеспечивает хорошее экранирование магнитного поля на частотах, значительно превышающих частоту среза экрана. Такое ослабление магнитного поля не является, собственно говоря, следствием магнитных экранирующих свойств кабеля. Скорее возвратный ток кабеля создает поле, которое компенсирует поле, создаваемое проводником.

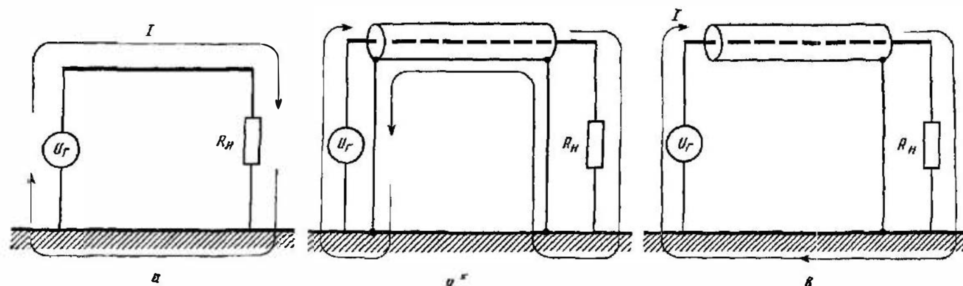


Фиг. 2.18. Протекание возвратного тока при отсутствии заземления удаленного конца экрана.

Если один из концов цепи не заземлен (фиг. 2.18), экран с этого конца также не следует заземлять, поскольку в этом случае весь возвратный ток будет проходить по экрану. Это собственно относится к частотам, меньшим частоты среза экрана. В этом случае заземление обоих концов экрана уменьшает экранирование, поскольку часть тока может возвращаться через плоскость заземления.

Экранирование приемника от магнитных полей

Лучший способ защиты приемника от магнитных полей — уменьшение площади его контура. Площадь, представляющая интерес в этом плане, — это общая площадь, охваченная током, проходящим в приемной цепи. Важным является то соображение, что контур берется по току, возвращающемуся к источнику. Очень часто ток возвращается по пути, не предусмотренному разработчиком, и площадь контура при этом изменяется по сравнению с ожидаемой. Размещение проводника в немагнитном экране приводит к тому, что ток возвращается по цепи, которая охватывает

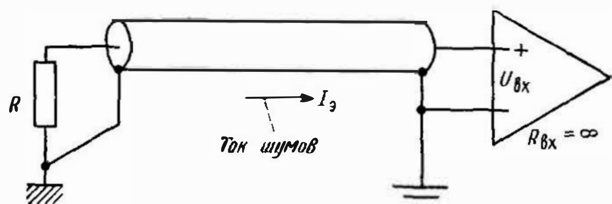


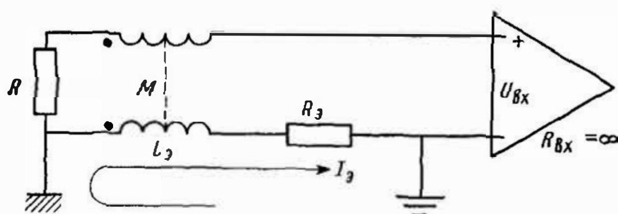
Фиг 2.19 Влияние экрана на площадь контура цепи приемника

а — при отсутствии экрана площадь контура велика, *б* — при экране, заземленном с обеих сторон, площадь контура уменьшается, *в* — при экране, заземленном с одного конца, площадь контура остается большой

меньшую площадь, и потому экран обеспечивает некоторую защиту от магнитных полей. Эта защита, однако, обусловлена уменьшением площади контура, а не магнитными экранирующими свойствами экрана.

Фиг. 2.19 иллюстрирует влияние экрана на площадь контура цепи. На фиг. 2.19, *а* источник $U_г$ соединен с нагрузкой $R_н$ одним проводом, а возвратную цепь образует шасси заземления. Пло-





Фиг 2 20 Влияние тока шумов, протекающего в экране коаксиального кабеля. *а* — физическое представление, *б* — эквивалентная схема

щадь, охваченная током, — это прямоугольник между проводником и шасси заземления. На фиг. 2.19,*б* проводник помещен в экран, заземленный с обоих концов. Если бóльшая часть тока возвращается по экрану, а не по шасси, площадь контура уменьшается, и тем самым до некоторой степени обеспечивается магнитная защита. Как указывалось выше, это происходит в том случае, если частота превышает частоту среза экрана более чем в пять раз. Заключение проводника в экран и заземление у последнего только одного конца (фиг. 2.19,*в*) не изменяют площади контура и тем самым не обеспечивают магнитной защиты.

Включение, показанное на фиг. 2.19,*б*, не защищает от магнитных полей на частотах ниже частоты среза экрана, поскольку в этом случае бóльшая часть тока возвращается по шасси, а не по экрану. Эту схему не следует применять на низких частотах и по-

следующим причинам: 1) поскольку экран — один из проводников цепи, любой ток шумов, протекающий по нему, создает на экране падение напряжения IR, которое схема воспринимает как напряжение шумов, и 2) если между двумя точками заземления экрана окажется разность потенциалов, имеющаяся на шине земли, она также проявит себя в цепи как напряжение шумов[1].

При заземлении обоих концов цепи всегда возможна лишь ограниченная защита от магнитного поля, поскольку в контуре заземления наводится большой ток шумов. Так как этот ток течет через сигнальный проводник, на экране возникает напряжение шумов, равное току через экран, умноженному на сопротивление экрана (фиг. 2.20). Если просуммировать напряжения по всему входному контуру, получим следующее выражение:

$$U_{вх} = -j\omega M I_э + j\omega L_э I_э + R_э I_э. \qquad (2.25)$$

Поскольку, как показано выше, $L_э = M$, то

$$U_{вх} = R_э I_э. \qquad (2.26)$$

В любом случае, когда по экрану проходит ток, на экране возникает напряжение шумов, равное $I_э R_э$.

Даже если экран заземляется на одном конце, через него все же могут протекать токи шумов из-за емкостной связи с экраном. *Таким образом, для получения максимальной защиты на низких частотах экран не должен служить одним из сигнальных проводников и один конец цепи необходимо изолировать от земли.*

Экспериментальные данные

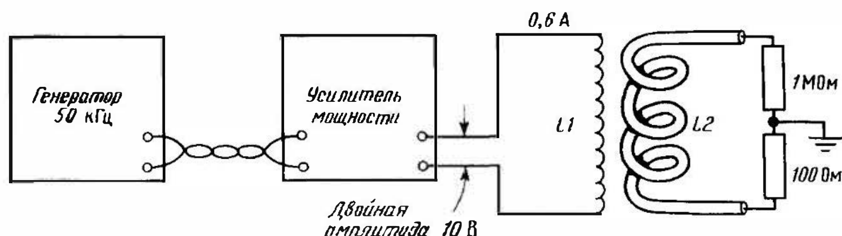
Мы измерили и провели сравнение экранирующих свойств в отношении магнитного поля для различных схем включения кабеля. Схема измерения показана на фиг. 2.21, а результаты сведены в таблицы, помещенные на фиг. 2.22 и 2.23. Частота измерения (50 кГц) более чем в пять раз превышала частоту среза экранов всех кабелей, подвергавшихся испытанию. Кабели, показанные на фиг. 2.22 и 2.23, представляют собой испытуемый кабель, обозначенный на фиг. 2.21 как *L2*.

В схемах *А* — *Е* (фиг. 2.22) оба конца цепи заземлены. Эти схемы обеспечивают намного меньшее ослабление магнитного поля, чем схемы *Ж*—*Л* (фиг. 2.23), в которых заземлен только один конец цепи.

В схеме *А* на фиг. 2.22 экранирование магнитного поля, по существу, отсутствует. Фактически измеренное на резисторе 1 МОм напряжение шумов в этом случае составляло 0,8 В. Уро-

[1] Дальнейшее рассмотрение экранированного кабеля, заземленного на обоих концах, см. в гл. 3, стр. 92

вень наводок в схеме *А* используется как опорный для сравнения характеристик всех других схем и принимается за 0 дБ. В схеме *Б* один конец экрана заземлен, однако это не оказывает влияния на магнитное экранирование. Заземление обоих концов экрана (схема *В*) обеспечивает некоторую защиту от магнитного поля, поскольку частота измерения выше частоты среза экрана. Эта защита была бы еще сильнее, если бы не контур заземления, образуемый заземлением обоих концов цепи. Магнитное поле наводит в этом контуре заземления, обладающем малым сопротивлением



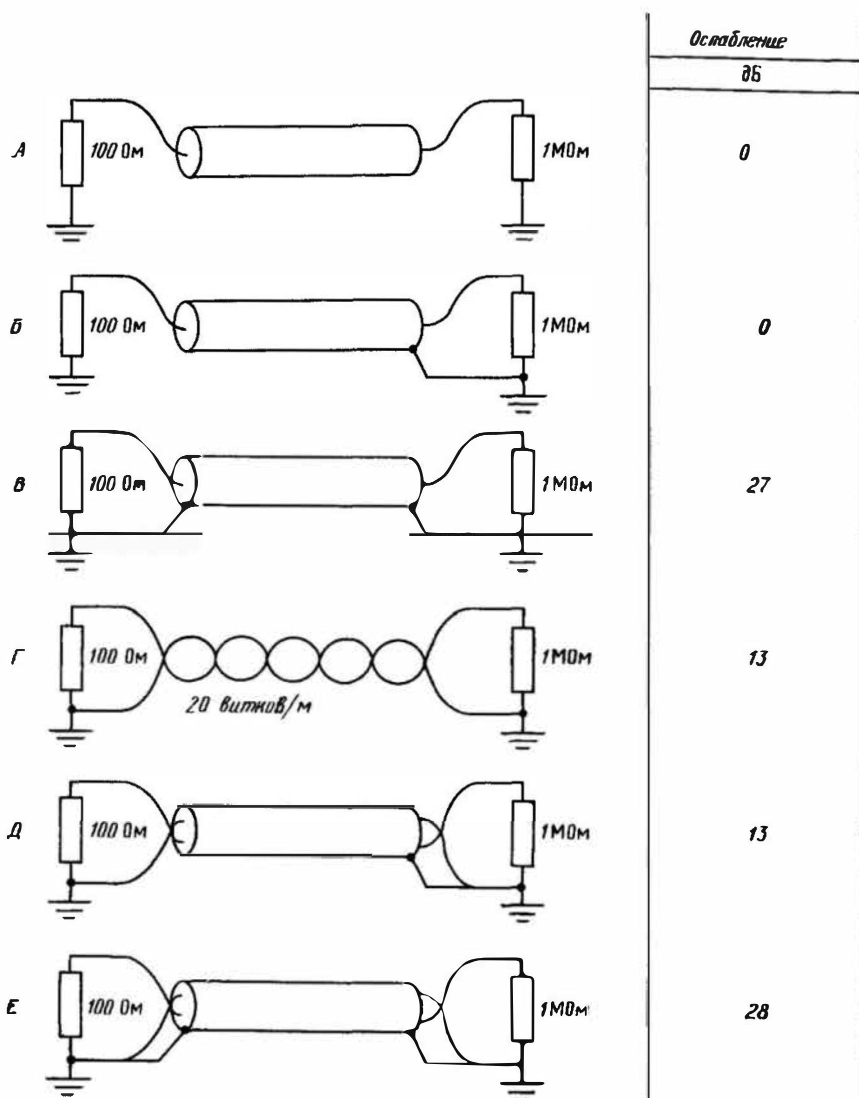
Фиг 2.21 Схема установки для исследования индуктивной связи

$L1$ представляет собой 10 витков провода диаметром 0,8 мм (диаметр витка равен 230 мм); $L2$ — исследуемый кабель (3 витка диаметром 180 мм, расположенные концентрично с $L1$).

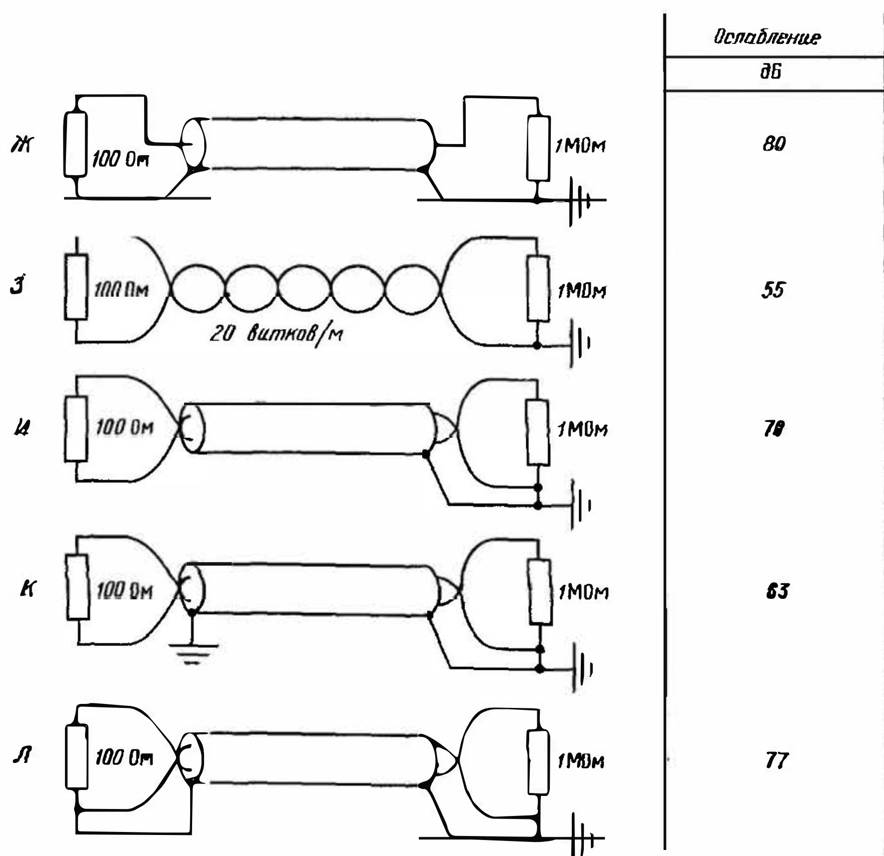
и состоящем из экрана кабеля и участка шасси между двумя точками заземления, большой ток шумов. Этот ток в свою очередь, как было показано в предыдущем разделе, создает на экране напряжение шумов.

Использование витой пары (схема *Г*) должно в принципе обеспечивать намного большее подавление магнитных шумов, однако этого не происходит из-за контура заземления, образующегося при заземлении обоих концов цепи. Это хорошо видно из сравнения величин ослабления, обеспечиваемого схемами *З* (фиг. 2.23) и *Г*. Добавление к витой паре экрана с одним заземленным концом (схема *Д*) не дает никакого эффекта. Заземление обоих концов экрана, как показано на схеме *Е*, обеспечивает дополнительную защиту, поскольку экран, обладающий малым сопротивлением, отводит от сигнальных проводников часть тока, наведенного магнитным полем в контуре заземления. Однако из-за наличия контуров заземления вообще ни одна из схемных конфигураций на фиг. 2.22 не обеспечивает хорошей защиты от магнитных полей. В том случае, если цепь должна быть заземлена на обоих концах, следует использовать схему *В* или *Е*.

Значительное увеличение магнитного экранирования дает схема *Ж* (фиг. 2.23). Это обусловлено тем, что площадь контура, образуемая коаксиальным кабелем, очень мала, а также тем, что здесь нет контура заземления, ухудшающего экранирование. Соосность обеспечивает малую площадь контура, поскольку экран



Фиг 2 22 Результаты экспериментального определения величины индуктивной связи, цепи заземлялись с обоих концов, измерения проводились на частоте 50 кГц



Фиг 2.23 Результаты экспериментального определения величины индуктивной связи, цепи заземлялись только на одном конце, измерения проводились на частоте 50 кГц

можно представить в виде эквивалентного проводника, помещенного на его центральной оси. При этом эквивалентный экрану проводник фактически совпадает с центральным проводником коаксиального кабеля.

Казалось бы, витая пара на схеме *З* должна обеспечивать значительно большую степень экранирования, чем 55 дБ. Уменьшение степени экранирования в этом случае является следствием того факта, что здесь начинает проявляться некоторая связь через электрическое поле. Это видно из схемы *И*, где ослабление увеличивается до 70 дБ за счет заключения витой пары в экран. Тот факт, что ослабление в схеме *Ж* лучше, чем в схеме *И*, показы-

васт, что в этом случае коаксиальный кабель образует меньшую площадь пересечения с магнитным полем, чем витая пара. Однако это справедливо не всегда. Увеличение числа витков на метр для любой витой пары (*З* или *И*) будет уменьшать наводки. Вообще говоря, для магнитного экранирования на низких частотах схеме *И* следует отдать предпочтение перед схемой *Ж*, поскольку в схеме *И* экран не является сигнальным проводником.

Заземление обоих концов экрана, как в схеме *К*, несколько ухудшает экранирование. Это можно объяснить тем, что через экран по контуру, образуемому экраном и шасси, протекает большой ток, наводя на два центральных проводника неравные напряжения. Схема *Л* обеспечивает лучшее экранирование, чем схема *И*, поскольку она объединяет в себе свойства коаксиальной схемы *Ж* и витой пары *И*. Однако применять эту схему не следует, так как в ней любые напряжения или токи шумов, попавшие на экран, могут проходить на землю через сигнальный проводник. Почти всегда бывает лучше соединять экран и сигнальные проводники только в одной точке. Эту точку следует выбрать так, чтобы ток шумов не проходил с экрана на землю через сигнальный проводник.

Коэффициент экранирования

Степень экранирования между двумя цепями можно выразить через коэффициент экранирования. Коэффициент экранирования $K_э$ определяется как отношение наведенного напряжения в возмущенной схеме (приемнике) после введения экрана к наведенному напряжению при отсутствии экрана:

$$K_э = \frac{U_ш \text{ (с экраном)}}{U_ш \text{ (без экрана)}}. \qquad (2.27)$$

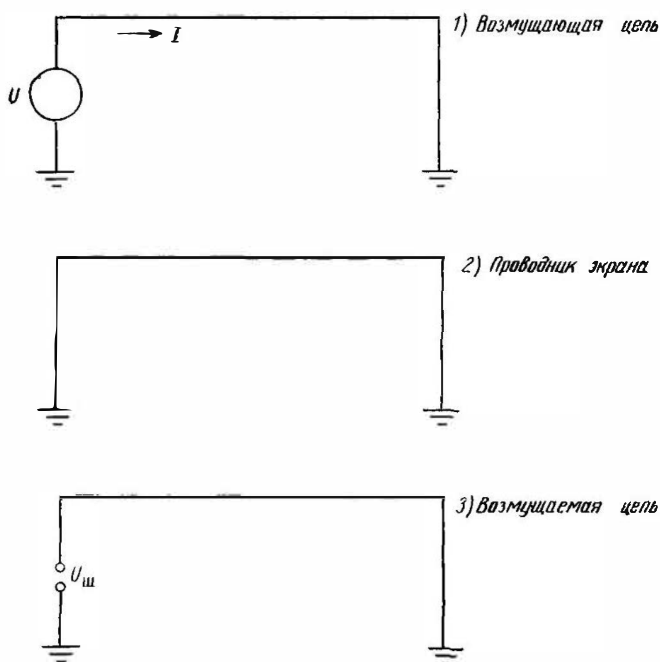
На фиг. 2.24 представлена обобщенная система экранирования. Она состоит из возмущающей цепи *1*, проводника экрана *2* и возмущаемой цепи *3*. Можно показать, что для такой системы

$$K_э = 1 - \frac{Z_{12}Z_{23}}{Z_{13}Z_{22}}. \qquad (2.28)$$

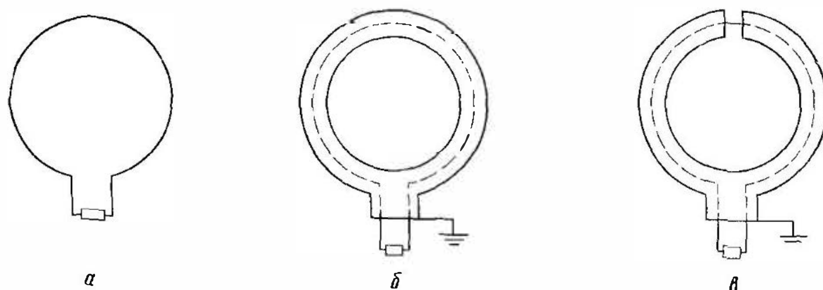
Здесь Z_{22} — собственное полное сопротивление цепи *2*, а Z_{12}, Z_{13} и Z_{23} — взаимные полные сопротивления между цепями *1* и *2*, *1* и *3*, *2* и *3* соответственно.

Пример избирательного экранирования

Примером устройства, где производится избирательное экранирование от электрического поля, а на магнитное поле не оказывается никакого воздействия, является антенна в виде экраниро-



Фиг. 2.24 Обобщенная система экранирования.
Экранирующий проводник 2 произвольного вида помещен между источником шумов (возмущающей цепью 1) и проводником-приемником (возмущенной цепью 3).



Фиг. 2.25. Экранирование петлевой антенны.
а — исходная петлевая антенна; *б* — петлевая антенна с экраном; *в* — петлевая антенна с экраном, имеющим разрыв.

ванной петли. Такая антенна применяется при определении направления на радиостанцию. С ее помощью можно также значительно уменьшить шумовые наводки в антенне радиовещательного приемника, поскольку большинство локальных источников шумов генерируют преимущественно электрическое поле. На фиг. 2.25,*а* показана основная конфигурация петлевой антенны. Из уравнения (2.12) следует, что магнитное поле создает в петле напряжение величиной

$$U_{\text{м}} = 2\pi f B S \cos\theta. \tag{2.29}$$

Угол θ изменяется между направлением магнитного поля и перпендикуляром к плоскости петли. Последняя, однако, действует так же, как вертикальная антенна, и на ней наводится напряжение от случайных электрических полей. Это напряжение равно напряженности поля E, умноженной на действующую высоту антенны. Для антенны в виде одного витка окружности действующая высота равна $2\pi S/\lambda$ [8, стр. 25—26]. При этом наведенное электрическим полем напряжение становится равным

$$U_{\text{эл}} = \frac{2\pi S E}{\lambda} \cos\theta'. \tag{2.30}$$

Угол θ′ измеряется между направлением электрического поля и плоскостью петли.

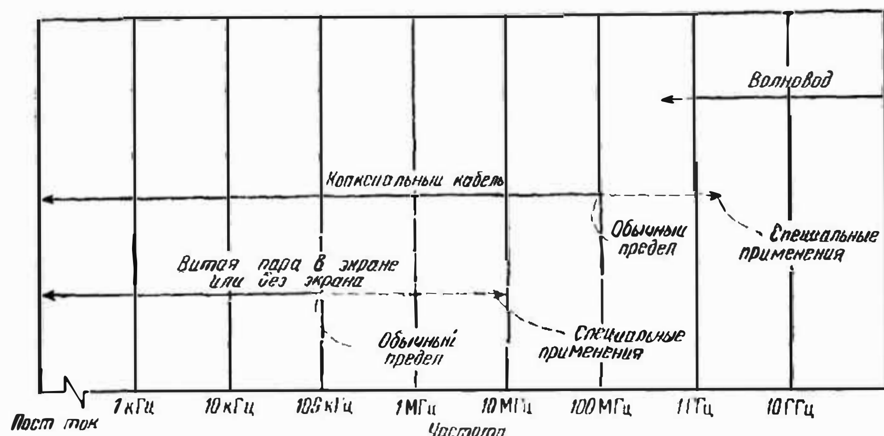
Чтобы устранить наводки от электрических полей, антенный контур можно экранировать, как показано на фиг. 2.25,*б*. Однако в такой схеме по экрану может протекать ток, который будет подавлять магнитное поле так же хорошо, как и электрическое. Чтобы сохранить чувствительность контура к магнитному полю, необходимо разорвать экран и предотвратить таким образом прохождение по нему тока. Это можно сделать, разорвав экран, например, сверху, как показано на фиг. 2.25, *в*. Получившаяся в результате антенна будет реагировать только на магнитную компоненту приходящей волны.

Сравнение коаксиального кабеля и экранированной витой пары

При сравнении коаксиального кабеля с экранированной витой парой важно уяснить полезность обоих типов кабеля, а не стать сторонником точки зрения, при которой их экранирующие характеристики не учитываются. Как можно видеть из фиг. 2.26, экранированная витая пара очень полезна на частотах до 100 кГц и в некоторых случаях до 10 МГц. На частотах выше 1 МГц потери в экранированной витой паре значительно возрастают.

С другой стороны, коаксиальный кабель имеет более равномерное волновое сопротивление при малых потерях. Поэтому его

применяют от нулевой частоты (постоянный ток) до очень высоких частот (в некоторых случаях вплоть до СВЧ). На частотах выше нескольких сот мегагерц потери в коаксиальном кабеле становятся велики, и здесь более целесообразно применять волноводы. Экранированная витая пара обладает большей емкостью, чем коаксиальный кабель, и поэтому она не так хорошо подходит для высоких частот или схем с высоким импедансом.



Фиг 2 26 Диапазоны рабочих частот для различных линий передачи.

Коаксиальный кабель с заземленным на одном конце экраном обеспечивает хорошую защиту от емкостных наводок. Но если по экрану течет ток шумов, на нем наводится напряжение шумов, равное произведению этого тока на сопротивление экрана. Поскольку экран является частью сигнальной цепи, это напряжение шумов оказывается включенным последовательно с входным сигналом. Шумы, создаваемые на сопротивлении экрана, можно исключить, применяя кабель с двойным экранированием (триаксиальный), в котором между двумя экранами имеется изоляция. Ток шумов течет здесь по внешнему, а сигнальный ток — по внутреннему экрану, т. е. эти токи не имеют общей цепи.

К сожалению, триаксиальные кабели дороги и неудобны в пользовании. На высоких частотах коаксиальный кабель работает так же, как триаксиальный, что обусловлено скин-эффектом. У типичного экранированного кабеля скин-эффект становится заметным на частоте около 1 МГц. При этом ток шумов течет по внешней поверхности экрана, тогда как сигнальный ток проходит по его внутренней поверхности. По этим причинам коаксиальный кабель лучше применять на высоких частотах.

Экранированная витая пара имеет свойства, аналогичные триаксиальному кабелю, она не столь дорога и удобнее в пользовании. Сигнальный ток в ней проходит по двум внутренним проводникам, а любой ток шумов течет по экрану. Связь через общее сопротивление исключается. Кроме того, любой ток, проходящий по экрану, наводит через взаимную индуктивность в обоих внутренних проводниках равные напряжения, взаимно уничтожающие друг друга.

Неэкранированная *витая пара*, если она не сбалансирована, дает очень слабую защиту от емкостных наводок, но очень хорошо защищена от магнитных наводок. Экранированная витая пара обеспечивает наилучшее экранирование низкочастотных сигналов, при работе с которыми основной проблемой являются магнитные наводки. Эффективность витой пары увеличивается при увеличении числа витков на единицу длины.

Экраны в виде оплетки

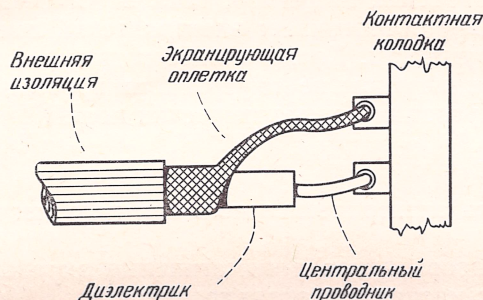
Большинство кабелей имеет экран в виде оплетки, а не сплошного проводника. Оплетка гибка, прочна на разрыв и допускает многократные перегибы. Однако оплетка перекрывает лишь 60—90% требуемой площади, и как экран она менее эффективна, чем сплошной проводник. Наличие отверстий в оплетке обычно слабо влияет на экранирование электрических полей (исключая СВЧ-диапазон), но сильно ухудшает экранирование магнитных полей. Это объясняется тем, что оплетка нарушает однородность распределения тока в экране. По защите от магнитных полей оплетка обычно на 5—30 дБ менее эффективна, чем сплошной экран.

На высоких частотах эффективность оплетки еще более ухудшается. Это происходит потому, что с ростом частоты длина волны становится меньше размеров отверстий в оплетке. Многослойное экранирование дает бóльшую защиту, однако при этом растет стоимость и уменьшается гибкость кабеля. В некоторых критичных случаях применяются двойные и даже тройные экраны. С недавнего времени стали выпускаться кабели со сплошным экраном из алюминиевой фольги. Эти экраны обеспечивают почти стопроцентное покрытие и более эффективное экранирование. Однако они не столь прочны, как оплетка, и имеют обычно более высокую частоту среза экрана из-за его более высокого сопротивления.

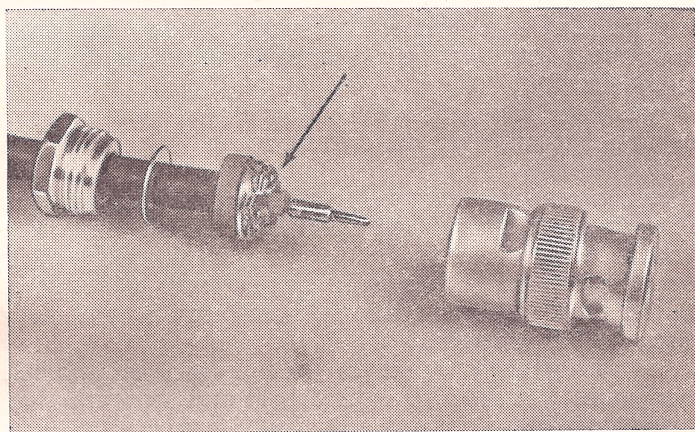
Однородность тока в экране

Проводимое выше рассмотрение магнитного экранирования основывалось на однородности распределения продольного тока в экране по его окружности. Сплошные экраны, например выполненные из алюминиевой фольги, дают наиболее равномерное рас-

пределение экранного тока, обеспечивая тем самым на частотах выше частоты среза экрана наилучшее магнитное экранирование. Плетеные экраны значительно менее эффективны в отношении магнитного экранирования, так как ток в них распределяется ме-



Фиг. 2.27. Подключение экранной оплетки «косичкой».

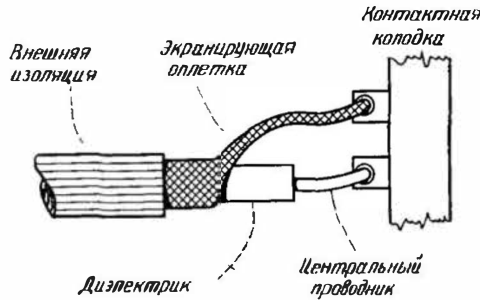


Фиг. 2.28. Разобранный разъем BNC (стрелкой указано круговое подключение экранной оплетки).

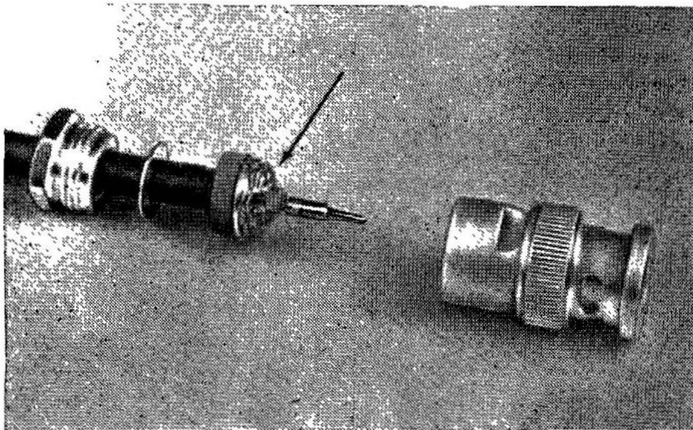
нее однородно, чем в сплошном экране. Оплетка может иметь покрытие (обычно из оловянно-свинцового припоя или серебра), и ток в такой оплетке будет распределен более равномерно из-за лучшего контакта между проводниками. В плетеных экранах без покрытия проводники окисляются, и электрический контакт между ними обычно плохой.

Эффективность магнитного экранирования вблизи концов кабеля зависит от способа подключения экрана. Подключение «ко-

пределение экранного тока, обеспечивая тем самым на частотах выше частоты среза экрана наилучшее магнитное экранирование. Плетеные экраны значительно менее эффективны в отношении магнитного экранирования, так как ток в них распределяется ме-



Фиг. 2.27. Подключение экранной оплетки «косичкой».



Фиг. 2.28. Разобранный разъем BNC (стрелкой указано круговое подключение экранной оплетки).

нее однородно, чем в сплошном экране. Оплетка может иметь покрытие (обычно из оловянно-свинцового припоя или серебра), и ток в такой оплетке будет распределен более равномерно из-за лучшего контакта между проводниками. В плетеных экранах без покрытия проводники окисляются, и электрический контакт между ними обычно плохой.

Эффективность магнитного экранирования вблизи концов кабеля зависит от способа подключения экрана. Подключение «ко-

сичкой» (фиг. 2.27) приводит к тому, что экранный ток концентрируется на определенной части поверхности экрана. Для максимальной защиты экран следует подключать равномерно по всей плоскости его поперечного сечения. Это можно сделать, используя коаксиальные разъемы, например, типа BNC, UHF или N. Такой разъем (фиг. 2.28) обеспечивает электрический контакт с экраном по всей его окружности. Коаксиальное подключение создает, кроме того, полное перекрытие внутреннего проводника, сохраняя полноту экранирования от электрических полей.

Выводы

- Экранировать электрические поля намного легче, чем магнитные.
- Помещение проводников в немагнитные экраны само по себе не обеспечивает магнитного экранирования.
- Экран, заземленный в одной или нескольких точках, дает защиту от электрических полей.
- Основой магнитного экранирования является уменьшение площади контура. Для этого используют витую пару или коаксиальный кабель, чтобы ток возврата проходил через экран, а не через шасси заземления.
- В коаксиальном кабеле, заземленном с обоих концов, на частотах выше пятикратной частоты среза экрана фактически весь ток возврата течет по экрану.
- Для предотвращения излучения поля проводником на частоте выше частоты среза экрана применяется экран, заземленный с обоих концов.
- В цепи, заземленной с обоих концов, можно обеспечить лишь частичное магнитное экранирование, поскольку в этом случае образуется контур заземления.
- Экран, по которому протекают токи шумов, не должен быть частью сигнальной цепи. На низких частотах используйте экранированную витую пару или триаксиальный кабель.
- На высоких частотах коаксиальный кабель вследствие скин-эффекта действует как триаксиальный.
- Эффективность экранирования витой пары повышается с увеличением числа витков на единицу длины.
- Рассмотренные здесь эффекты магнитного экранирования справедливы для цилиндрического экрана, ток в котором равномерно распределен по окружности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Belden Engineering Staff, Electronics Cable Handbook, Howard W. Sams and Co., New York, 1966.
2. Bell Laboratories, Physical Design of Electronic Systems, Vol. 1, Ch. 10 (Electrical Interference), Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1970.

3. Buchman A. S., Noise Control in Low Level Data Systems, *Electromechanical Design* (September 1962).
4. Ficchi R. O., Electrical Interference, Hayden Book Co., New York, 1964.
5. Ficchi R. O., Practical Design for Electromagnetic Compatibility, Hayden Book Co, New York, 1971.
6. Frederick Research Corp., Handbook on Radio Frequency Interference, Vol. 3 (Methods of Electromagnetic Interference Suppression), Frederick Research Corp., Wheaton, Maryland, 1962.
7. Hayt W. H., Jr., Engineering Electromagnetics, Third Edition, McGraw-Hill, New York, 1974.
8. ITT, Reference Data for Radio Engineers, Fifth Edition, Howard W. Sams and Co., New York, 1968
9. Morrison R., Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation, Wiley, New York, 1967.
10. Nalle D, Elimination of Noise in Low Level Circuits, *ISA Journal*, **12** (August 1965).
11. Smithe W. R, Static and Dynamic Electricity, McGraw-Hill, New York, 1924.
12. Timmons F., Wire or Cable Has Many Faces, Part 2, *EDN* (March 1970).
13. Trompeter E, Cleaning Up Signals With Coax, *Electronic Products Magazine* (16 July 1973).
14. White D. R. J., Electromagnetic Interference and Compatibility, Vol. 3 (EMI Control Methods and Techniques), Don White Consultants, Germantown, Maryland, 1973. (Русский перевод: см. в списке литературы к гл. 1 [6].)

Глава 3

ЗАЗЕМЛЕНИЕ

Заземление — один из основных путей уменьшения нежелательных шумов и наводок. Можно решить значительную часть всех проблем шумоподавления, если правильно провести заземление и экранирование. Хорошо заземленная система должна быть спроектирована так, чтобы она «работала» как единая цепь. Иногда трудно убедить себя в том, что следует тратить время на такие детали, как заземление каждой схемы. Однако при этом мы обычно сберегаем время и деньги, избегая решения проблем, связанных с помехами, которые возникают в дальнейшем при изготовлении и испытании оборудования.

Излагаемые здесь принципы заземления точно так же применимы к большим сложным электронным системам, как и к отдельным схемам, выполненным на одной печатной плате. Проектирование систем с хорошим заземлением преследует две основные цели. Первая состоит в том, чтобы *минимизировать напряжение шумов, возникающее при прохождении токов от двух или более схем через общее сопротивление земли.* Вторая связана с необходимостью *исключения образования контуров заземления, чувствительных к магнитным полям и разностям потенциалов земли.* Вместе с тем неправильно выполненное заземление может стать основной причиной связи по шумам.

В самом общем смысле шина земли (нулевая шина) может быть определена как эквипотенциальная точка[1] или поверхность, потенциал которой служит для схемы или системы уровнем отсчета напряжений. Он может быть равен потенциалу Земли или отличаться от него. Если нулевая шина подключается к Земле через цепь с малым сопротивлением, ее можно называть заземленной шиной[2]. Существуют две основные причины, по которым в схеме должна быть шина земли: 1) в целях безопасности и 2) для обеспечения опорного эквипотенциального уровня для сигнальных напряжений. Шина защитного заземления обычно всегда имеет по-

---

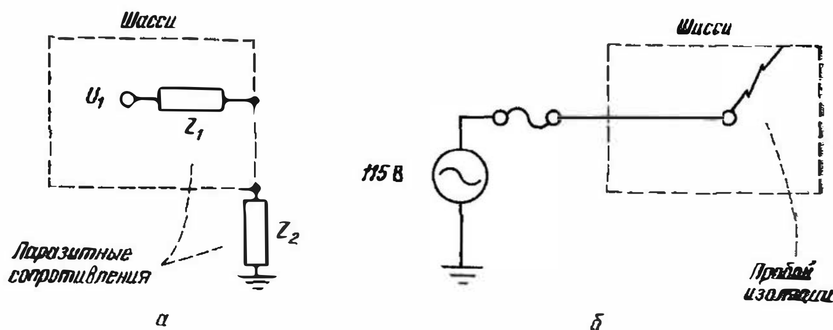
[1] Точка, напряжение которой остается постоянным независимо от того, какой величины ток втекает в нее или вытекает из нее

[2] Здесь под «заземлением» понимается соединение шины земли (нулевой шины схемы) с Землей В оригинале ground — земля, earth potential — потенциал земного шара — *Прим. ред.*

тенциал Земли, в то время как для сигнальной земли это условие не является обязательным. Во многих случаях защитное заземление требуется производить в точке, которая не пригодна в качестве сигнальной земли, и это может усложнять проблему шумоподавления.

Защитное заземление

Из соображений безопасности шасси или корпус электрического оборудования должны быть заземлены. Почему это так, легко понять из фиг. 3.1. На схеме фиг. 3.1, *а* Z_1 — сопротивление утечки между точкой схемы с потенциалом U_1 и шасси, а Z_2 — сопротив-



Фиг 3 1 Выделение на паразитном сопротивлении напряжения с уровнем, опасным для жизни (*а*), и возникновение пробоя изоляции (*б*).

ление утечки между шасси и землей. Потенциал шасси определяется значениями сопротивлений Z_1 и Z_2, действующими как делитель напряжения. Этот потенциал равен

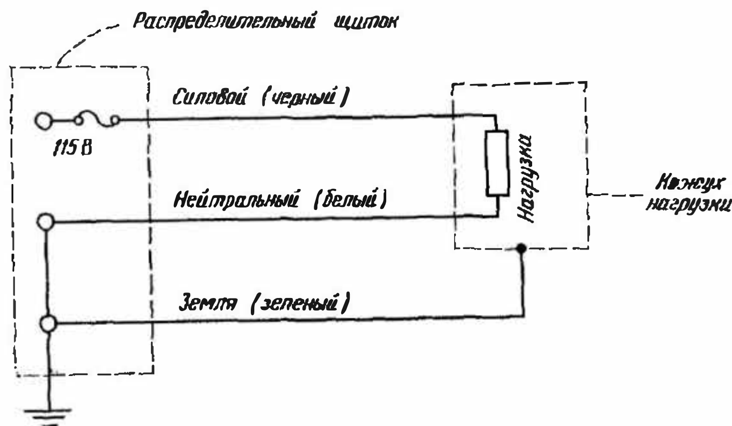
$$U_{\text{шасси}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} U_1. \quad (3.1)$$

Шасси может иметь относительно высокий потенциал, и существует опасность электрического поражения, поскольку этот потенциал определяется относительными значениями сопротивлений утечки, контролировать которые очень трудно. Однако, если шасси заземлить, его потенциал будет равен 0, поскольку Z_2 становится равным нулю.

Схема на фиг. 3.1,*б* дает пример другой, более опасной ситуации: попадание фазы переменного тока на корпус. Если существует возможность пробоя изоляции, при котором фаза попадает на шасси, через последнее может проходить весь ток, который может отдать цепь с предохранителем. В этом случае человек, имею-

щий контакт с шасси и потенциалом Земли, попадет под напряжение сети. Однако если шасси заземлено, при пробое изоляции в цепи питания пройдет большой ток, способный вызвать перегорание предохранителя, благодаря чему напряжение с шасси будет снято.

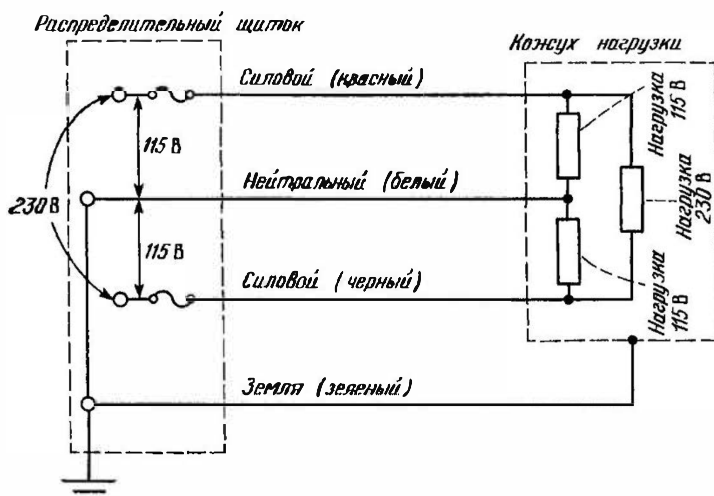
В США стандарты на распределение и подключение электроэнергии содержатся в «Электротехнических нормах и правилах». Одно из требований этих правил гласит, что разводка сети пере-



Фиг. 3.2. Стандартная трехпроводная схема разводки сети переменного тока напряжением 115 В.

менного напряжения на 115 В в зданиях и квартирах должна проводиться по трехпроводной системе, как показано на фиг. 3.2. Ток в нагрузку течет по силовому (черному) проводу, в цепи которого имеется предохранитель, а возвращается по нейтральному (белому) проводу. Кроме того, ко всем корпусам и каркасам оборудования должен быть подключен провод защитного заземления (зеленого цвета). При возникновении повреждения схемы ток через провод заземления проходит только в течение очень короткого времени, которое требуется для того, чтобы предохранитель или прерыватель разорвал цепь. Поскольку через провод защитного заземления ток нагрузки не течет, на нем не возникает падения напряжения, и подключенные к нему корпусы всегда находятся под потенциалом Земли. «Электротехнические нормы и правила» оговаривают, что нейтраль и провод защитного заземления следует соединять вместе только в одной точке, и эту точку нужно выбирать как можно ближе к распределительному щитку. Если этого не сделать, часть тока нейтрального провода возвращается по проводнику земли. Система комбинированного питания 115/230 В

(фиг. 3.3) аналогична предыдущей, за исключением того, что добавляется еще один силовой провод (красный). Если для нагрузки требуется только 230 В, нейтральный (белый) провод не нужен.



Фиг. 3.3. Комбинированная четырехпроводная схема разводки сети переменного тока напряжением 115/230 В.

Сигнальные земли

Сигнальные земли делятся в основном на два класса: заземление в одной и в нескольких точках. Соответствующие схемы показаны на фиг. 3.4 и 3.5. Имеются два типа заземления в одной точке — с последовательным и параллельным подключением; первое называется системой с общей землей, второе — системой с раздельными землями.

При дальнейшем рассмотрении методов заземления следует помнить два ключевых момента:

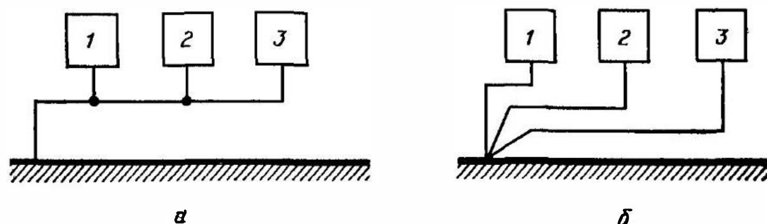
1) все проводники имеют конечный импеданс, состоящий обычно из сопротивления и индуктивности. На частоте 11 кГц прямолинейный провод 22-го калибра[1], расположенный на расстоянии 25 мм от заземленной поверхности, имеет индуктивное сопротивление, превышающее активное;

2) разнесенные в пространстве точки заземления редко имеют одинаковый потенциал.

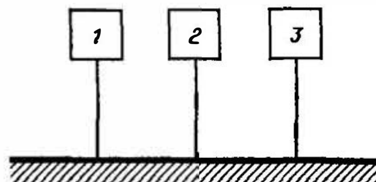
Силовая земля практически не годится в качестве сигнальной земли. Напряжение, измеряемое между двумя точками земли пи-

[1] Провод 22-го калибра имеет диаметр 0,645 мм. — *Прим. перев.*

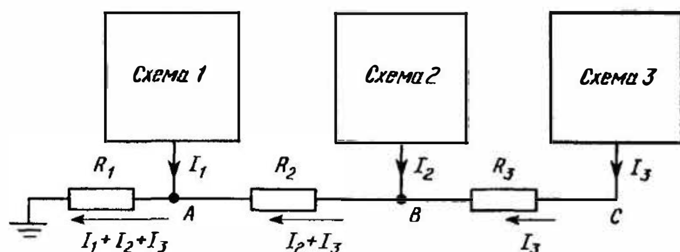
тания, в типичных случаях составляет сотни милливольт, а иногда вольты. Это напряжение слишком велико для цепей с сигналами низкого уровня. Однако для безопасности обычно требуется подключение к силовой земле, хотя бы в одной точке.



Фиг. 3.4 Два типа заземления в одной точке: последовательное (*а*) и параллельное (*б*) подключения.



Фиг. 3.5. Заземление в нескольких точках.



Фиг 3.6 Система с общим проводом заземления.

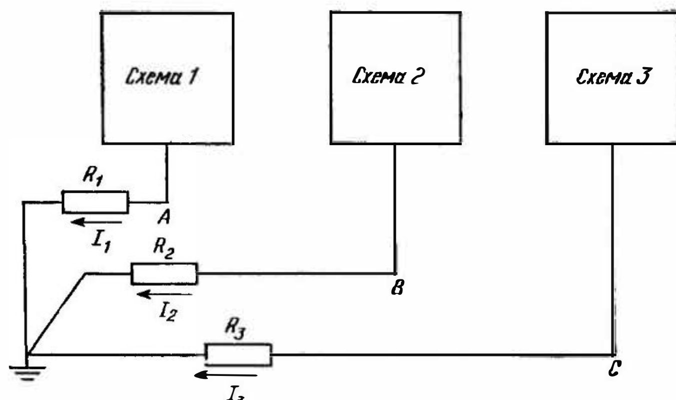
С точки зрения шумов наиболее нежелательной является система заземления с общей шиной земли (фиг. 3.6). При этом способе соединения зéмли всех отдельных схем оказываются включенными последовательно. Сопротивления на рисунке представляют собой импедансы заземляющих проводников, а I_1, I_2 и I_3 — возвратные токи земель схем *1*, *2* и *3* соответственно. В точке A потенциал отличен от 0:

$$U_A = (I_1 + I_2 + I_3)R_1, \tag{3.2}$$

а точка C имеет потенциал

$$U_C = (I_1 + I_2 + I_3)R_1 + (I_2 + I_3)R_2 + I_3R_3. \tag{3.3}$$

Хотя эта система включения для заземления наименее желательна, благодаря своей простоте она является наиболее употребительной. Для некритичных схем ее применение может быть вполне удовлетворительным. Такую систему не следует использовать для цепей с очень большим разбросом потребляемой мощности, так как мощные каскады создают большие возвратные токи, которые в свою очередь отрицательно влияют на слаботочный каскад. При использовании такой системы наиболее критичный каскад следует



Фиг 3 7 Система с раздельными землями.

подключать как можно ближе к точке первичного заземления. (Обратите внимание, что потенциал точки A на фиг. 3.6 ниже потенциалов точки B или C.)

Систему с раздельными землями (параллельное включение), показанную на фиг. 3.7, наиболее желательно использовать на низких частотах, поскольку при этом нет перекрестных связей между возвратными токами различных схем. Потенциалы, например, равны

$$U_A = I_1 R_1, \tag{3.4}$$

$$U_C = I_3 R_3. \tag{3.5}$$

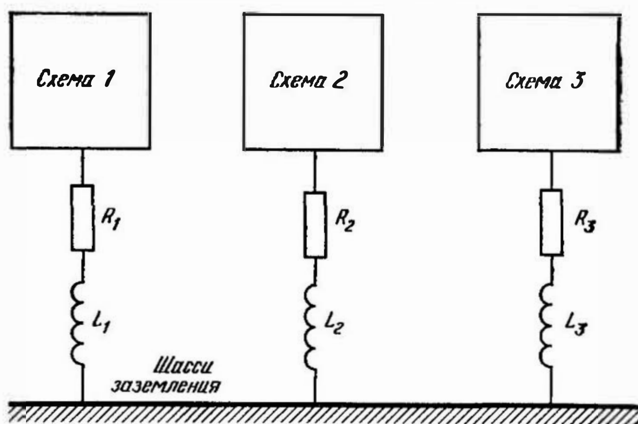
Потенциал земли схемы является теперь функцией тока и сопротивления шины земли только данной схемы. Эта схема, однако, механически очень громоздка, так как в большой системе для ее осуществления требуется непомерно большое число проводов.

Другое ограничение системы раздельного заземления проявляется на высоких частотах, где индуктивности заземляющих проводников увеличивают импеданс земли, а также создают индуктивную связь между заземляющими шинами. Паразитные емкости между проводниками заземления также образуют связи

между землями схем. На еще более высоких частотах импеданс заземляющих проводов может быть очень большим, если их длина равна нечетному числу четвертьволновых отрезков. При этом провода будут не только иметь высокий импеданс, но и работать как антенны, излучающие шумы. Для того чтобы заземляющие провода не создавали излучения и имели низкий импеданс, они всегда должны быть короче 1/20 длины волны.

Система заземления в нескольких точках

Для минимизации импеданса земли на высоких частотах применяется многоточечная система заземления. В этой системе, показанной на фиг. 3.8, схемы подключаются по возможности к бли-



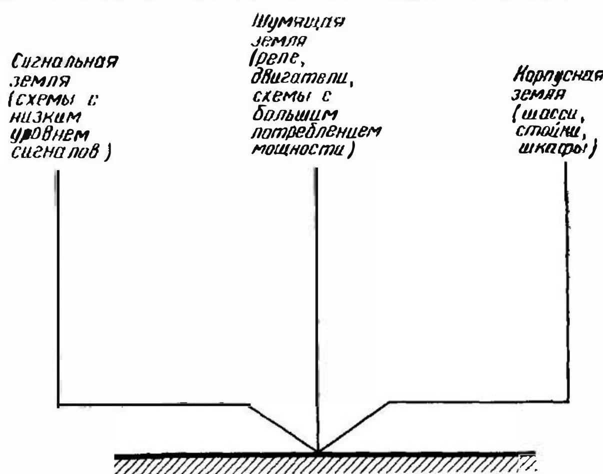
Фиг. 3.8. Система заземления в нескольких точках.
Сопротивления R_1—R_3 и индуктивности L_1—L_3 должны быть как можно меньше.

жайшей заземленной поверхности с малым импедансом (обычно к шасси). Низкий импеданс земли обусловлен в основном более низкой индуктивностью заземляющей поверхности. Соединения между каждой из схем и заземляющей поверхностью следует делать как можно короче, чтобы уменьшить их импеданс. В схемах, работающих на очень высокой частоте, длина этих заземляющих проводников не должна превышать долей сантиметра. На низких частотах заземления в нескольких точках следует избегать, поскольку возвратные токи от всех схем текут через общий импеданс заземляющей поверхности. На высоких частотах общий импеданс заземляющей поверхности можно уменьшить, посеребрив ее. Увеличение толщины заземляющей плоскости не влияет на ее высокочастотный импеданс, поскольку вследствие скин-эффекта ток течет только по ее поверхности.

На частотах до 1 МГц предпочтительнее система заземления в одной точке; свыше 10 МГц наилучшие результаты обеспечивает система заземления в нескольких точках. В диапазоне 1—10 МГц можно использовать заземление в одной точке, если самый длинный проводник заземления короче 1/20 длины волны. Если же он будет длиннее, следует применять систему многоточечного заземления.

Практические системы низкочастотного заземления

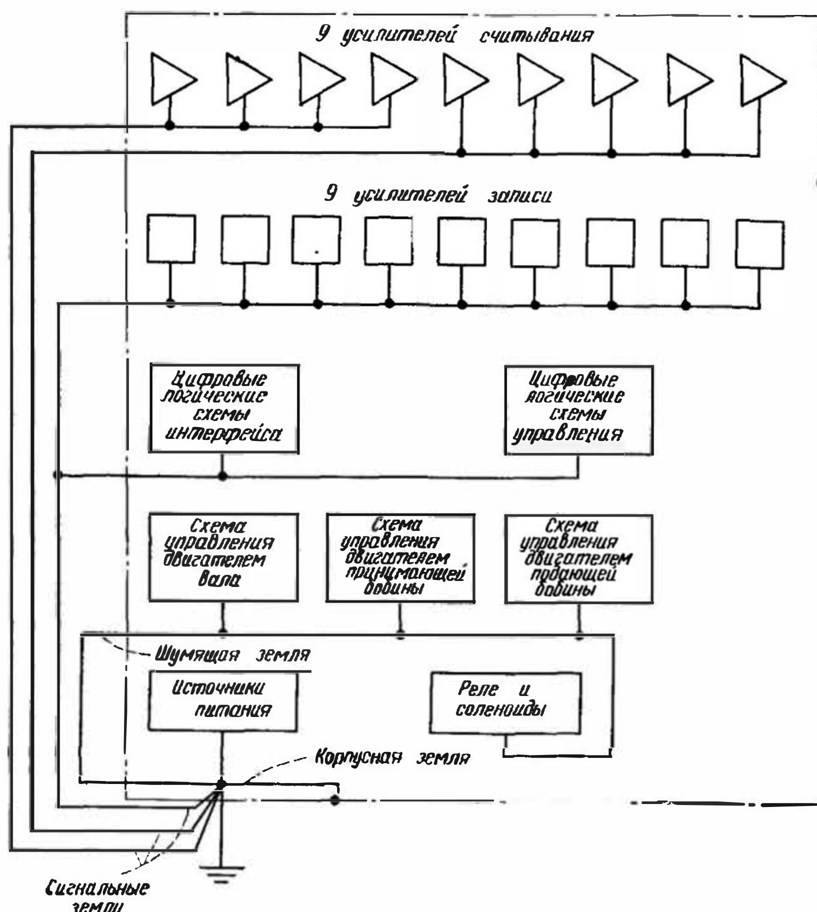
Большинство практических систем заземления на низких частотах представляет собой комбинацию последовательного и параллельного заземления в одной точке. Такая комбинация обычно



Фиг. 3.9 Основная схема выполнения заземляющих соединений.

бывает компромиссным решением между необходимостью выполнения критериев по электрическим шумам и задачей избежать увеличения сложности проводного монтажа сверх необходимой. Ключ к успешному совмещению этих факторов лежит в выборочной группировке заземляющих проводов, такой, чтобы схемы с сильно различающимися уровнями потребляемой мощности и шумов не имели общего возвратного провода земли. Таким образом, несколько слаботочных схем могут иметь общий возвратный провод земли, тогда как другие слаботочные схемы подключаются к земле другим возвратным проводником.

В большинстве систем требуются как минимум три раздельные возвратные цепи земли (фиг. 3.9). «Сигнальную» землю слаботочных электрических схем следует отделять от «шумящей» земли, применяемой для таких схем, как реле и двигатели. Третью, «кор-



Фиг. 3.10. Типовая система заземления девятидорожечного цифрового накопителя на магнитной ленте.

пусную» землю следует использовать для корпусов, шасси, стоек и т. п. Если провода сети распределены по всей системе, землю питания (зеленый провод) следует подключить к корпусной земле. Три раздельные цепи земли следует соединять вместе только в одной точке. Использование такой основной конфигурации заземления для всего оборудования может значительно уменьшить проблемы, связанные с заземлением.

На фиг. 3.10 показано, как эти принципы заземления можно использовать применительно к девятидорожечному цифровому накопителю на магнитной ленте (НМЛ). Здесь имеются три сигнальные, одна шумящая и одна корпусная земли. Наиболее чувстви-

тельные схемы — девять усилителей считывания — заземлены с использованием двух раздельных сигнальных земель (пять усилителей подключены к одному проводу, а четыре — к другому). Девять усилителей записи, работающие с большими, чем усилители считывания, уровнями сигналов, а также логические схемы управления и схемы сопряжения с аппаратурой передачи данных подключены к третьей шине сигнальной земли. Три двигателя постоянного тока и их схемы управления, реле и соленоиды соединены с шумящей землей. Наиболее чувствительная схема управления двигателем ведущего вала подключена ближе других к основной точке заземления. Корпусная земля служит для подключения каркаса и кожуха. Сигнальные, шумящую и корпусную земли следует соединить вместе только в схеме основного источника питания, т. е. в сетевом источнике.

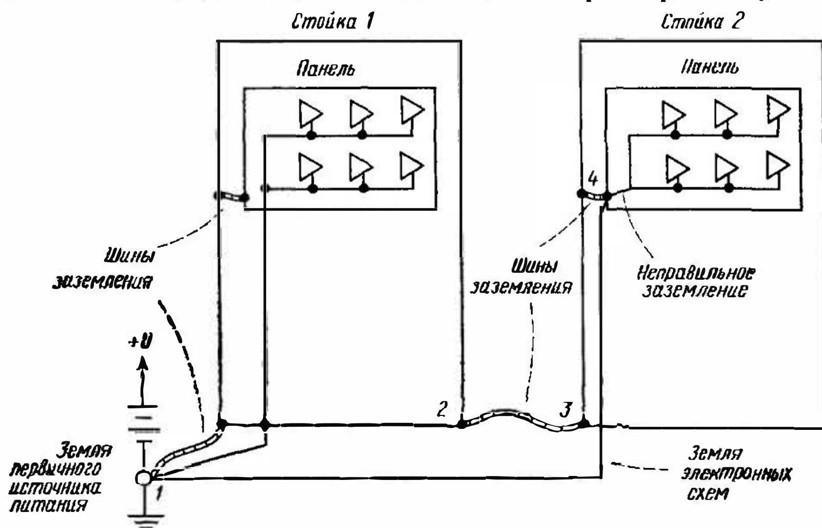
Для определения правильного взаимного соединения земель различных схем при проектировании системы заземления для части оборудования блок-схема, подобная представленной на фиг. 3.10, может быть очень полезна.

Корпусные земли

Электронные схемы в любой большой системе монтируются в релейных стойках или шкафах. В целях безопасности эти стойки и шкафы должны быть заземлены. В некоторых системах, таких, как электромеханические телефонные станции, стойки служат возвратным проводником для релейных переключательных схем. Земля стойки часто очень сильно шумит и может иметь довольно большое сопротивление из-за наличия стыков и соединений в стойке или выдвижных каркасах.

На фиг. 3.11 показана типичная система, состоящая из наборов электронных схем, смонтированных на панелях, которые в свою очередь смонтированы на двух релейных стойках. Стойка 1 заземлена правильно. Панель соединена со стойкой перемычкой, обеспечивающей хорошее заземление, а стойки соединены перемычками друг с другом и с землей первичного источника питания. Земля электронных схем не имеет контакта с панелью или стойкой. При таком соединении токи шумов со стойки не могут проходить на землю через возвратные проводники электронных схем. Однако на высоких частотах некоторая часть тока шумов стойки может возвращаться через землю электронных схем за счет емкостной связи между стойкой и этими схемами. Величина этой емкости, следовательно, должна быть как можно меньше. Стойка 2, в которой земля схемы соединена с землей стойки, является примером неправильного монтажа. Здесь токи шумов со стойки могут возвращаться по земле электронных схем, и при этом между точками *1, 2, 3, 4, 1* возникает контур заземления.

Если монтаж не обеспечивает хорошего заземления стойки или панели, лучше всего исключить ненадежную землю и обеспечить заземление какими-либо другими способами или же работать в предположении, что земли нет вообще. Не полагайтесь на то, что скользящие направляющие, шарниры и т. п. обеспечат хорошее заземление. Когда земля ненадежна, ее параметры могут изме-



Фиг. 3.11. Примеры правильно (стойка 1) и неправильно (стойка 2) выполненного заземления.

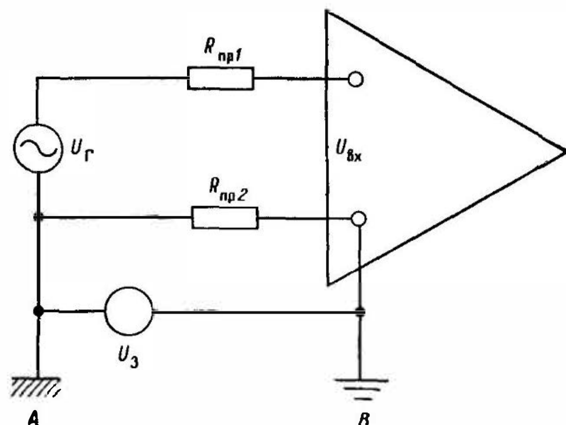
няться от системы к системе и даже в одной и той же системе с течением времени.

Корпусные земли, обеспечиваемые таким контактом, как сварка или пайка твердым или легким припоем, лучше, чем выполняемые резьбовым соединением. При выполнении заземления двумя разнородными металлами необходимо принять меры предосторожности против гальванической коррозии на их стыке для того, чтобы быть уверенным, что там не будут возникать гальванические напряжения. Неправильно произведенное подключение земель может давать хорошие результаты, пока оборудование новое, но в последующем может стать источником непонятных неисправностей.

Когда соединения выполняются с металлической поверхностью, такой, как шасси, металл следует защитить от коррозии проводящим покрытием. Алюминий, например, можно оксидировать или хромировать, а не анодировать. Если шасси предполагается использовать в качестве заземляющих плоскостей, необходимо также обратить должное внимание на электрические параметры стыков, соединений и отверстий.

Выбор опорной земли схемы

Поскольку две точки заземления редко имеют одинаковый потенциал, разность потенциалов земли будет приложена к схеме, если последняя заземлена более чем в одной точке. На фиг. 3.12 источник сигнала заземлен в точке *A*, а усилитель — в точке *B*. Следует отметить, что при обсуждении данного вопроса усилитель обычно рассматривается как нагрузка. (Усилитель лишь удобный



Фиг. 3.12 Возникновение напряжения шумов $U_з$ при заземлении схемы более чем в одной точке

пример, и методы заземления применимы к нагрузке любого типа.) Напряжение $U_з$ представляет собой разность потенциалов между точками земли *A* и *B*. Использование на фиг. 3.12 и последующих иллюстрациях двух различных символов заземления подчеркивает то обстоятельство, что разделенные в пространстве точки заземления обычно имеют разные потенциалы. Резисторы $R_{пр1}$ и $R_{пр2}$ представляют собой сопротивления проводников, соединяющих источник сигнала с усилителем.

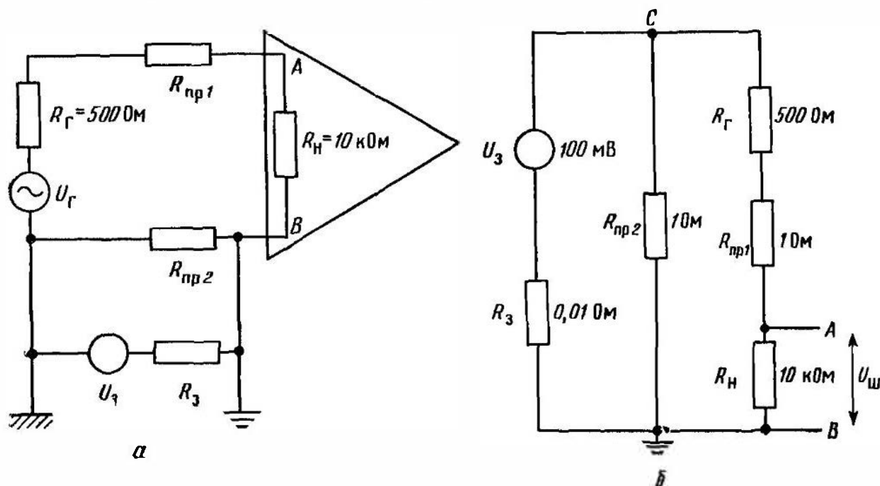
На фиг. 3.12 входное напряжение усилителя равно $U_г+U_з$. Чтобы устранить шумы, одно из заземляющих соединений необходимо исключить. Отключение земли в точке *B* означает, что усилитель должен работать от незаземленного источника питания. Как показано ниже в этой главе, можно также использовать дифференциальный усилитель. Однако обычно проще исключить заземление источника в точке *A*.

Эффект, получаемый при изоляции источника от земли, можно определить, рассмотрев слаботочный датчик, подключенный к усилителю, как показано на фиг. 3.13. Здесь источник и один вход усилителя заземлены.

Для случая, когда $R_{пр2} \gg R_г + R_{пр1} + R_н$, напряжение шумов $U_ш$ на зажимах усилителя равно

$$U_ш = \frac{R_н}{R_н + R_{пр\,1} + R_г} \; \frac{R_{пр2}}{R_{пр\,2} + R_з} \; U_з. \tag{3.6}$$

Пример 3.1. Рассмотрим случай, когда разность потенциалов земель на фиг. 3.13 равна 100 мВ, что эквивалентно току заземления 10 А, протекающему по сопротивлению земли 0,01 Ом. Если



Фиг. 3.13. Пример заземления в двух точках, когда бо́льшая часть разности потенциалов точек заземления выделяется на нагрузке в виде шумов.
а — физическое представление; *б* — эквивалентная схема.

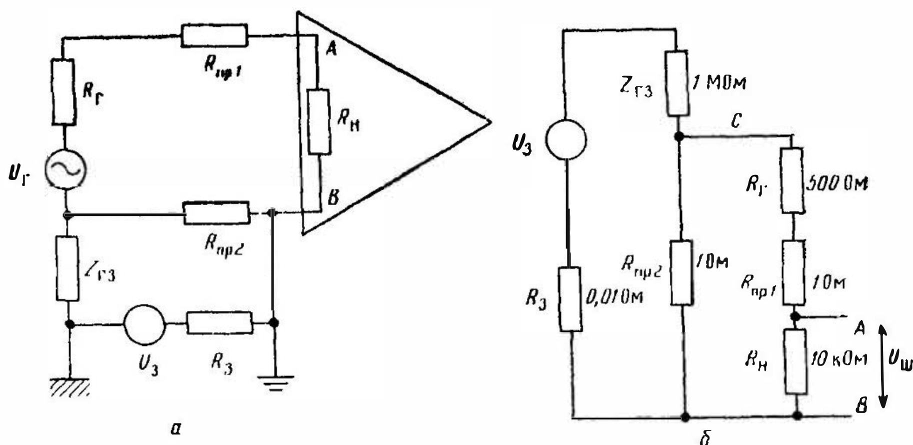
$R_г = 500$ Ом, $R_{пр\,1} = R_{пр\,2} = 1$ Ом, а $R_н = 10$ кОм, то, как следует из уравнения (3.6), на зажимах усилителя будет напряжение шумов, равное 95 мВ. Таким образом, почти все разностное напряжение земли 100 мВ прикладывается к дифференциальному входу усилителя.

Источник можно изолировать от земли, добавив импеданс $Z_{гз}$, как показано на фиг. 3.14. В идеальном случае импеданс $Z_{гз}$ должен быть бесконечным, однако вследствие наличия сопротивления и емкости утечки он имеет хотя и большое, но какое-то конечное значение. Для случая, когда $R_{пр\,2} \ll R_г + R_{пр\,1} + R_н$ и $Z_{гз} \gg R_{пр\,2} + R_з$, напряжение шумов $U_ш$ на зажимах усилителя равно

$$U_ш = \frac{R_н}{R_н + R_{пр\,1} + R_г} \; \frac{R_{пр\,2}}{Z_{гз}} \; U_з. \tag{3.7}$$

Бо́льшую часть уменьшения шумов, получаемого при изоляции источника, дает второй множитель уравнения (3.7). Если

импеданс $Z_{гз}$ бесконечен, напряжение шумов на усилитель не поступает. Если $Z_{гз}$ между источником и землей составляет 1 МОм, а остальные элементы имеют те же значения, что и в примере 3.1, напряжение шумов на входных зажимах усилителя составляет теперь в соответствии с уравнением (3.7) всего лишь 0,095 мкВ. Это на 120 дБ меньше, чем в предыдущем случае, где источник был заземлен.

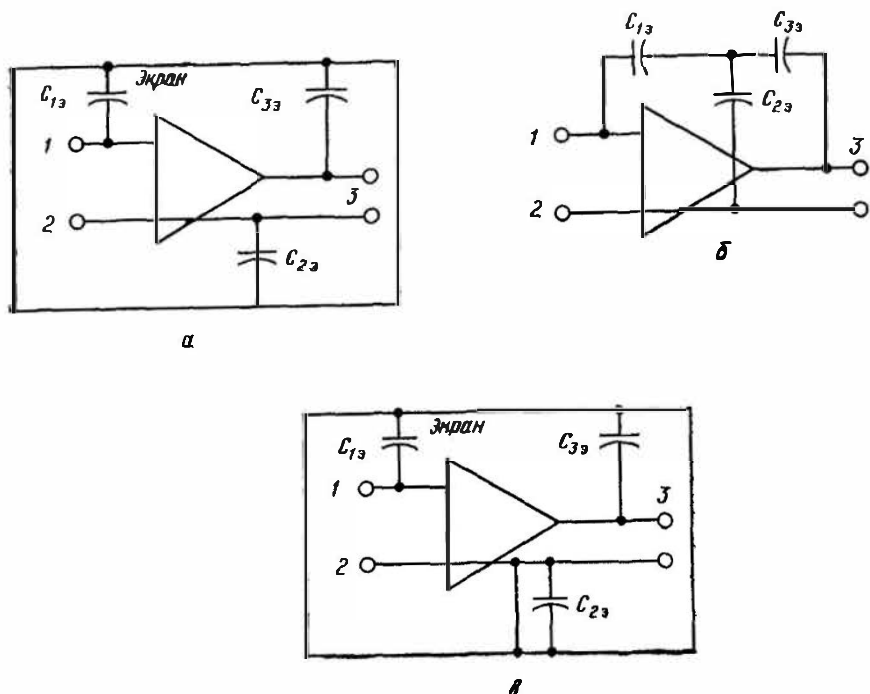


Фиг 3.14. Схема ослабления шумов путем добавления полного сопротивления большой величины между источником сигналов и землей (бо́льшая часть разности потенциалов земель гасится до поступления ее в нагрузку).

а — физическое представление, *б* — эквивалентная схема.

Экранирование усилителей

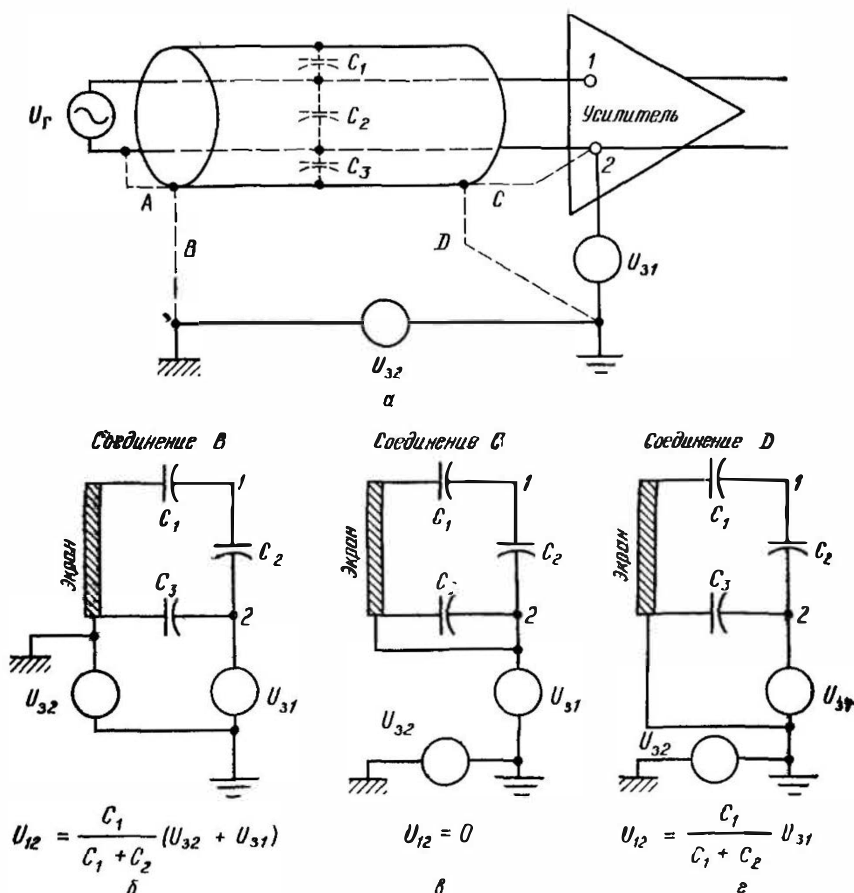
Усилители с большим коэффициентом усиления часто помещают в металлические экраны для защиты от электрических полей. При этом возникает вопрос: как следует заземлять экран? На фиг. 3.15 показана паразитная емкость, имеющаяся между усилителем и экраном. Из эквивалентной схемы видно, что паразитные емкости $C_{3э}$ и $C_{1э}$ образуют цепь обратной связи с выхода на вход усилителя. Если обратную связь не устранить, усилитель может самовозбуждаться. *Есть только одно подключение экрана, которое устраняет нежелательную обратную связь: подключение его к общему выводу усилителя* (фиг. 3.15, *в*). Подключая экран к общему выводу усилителя, мы закорачиваем емкость $C_{2э}$ и исключаем тем самым обратную связь. Такое подключение экрана следует проводить даже в том случае, если общий провод усилителя не имеет потенциала Земли.



Фиг. 3.15. Возникновение паразитной емкости между усилителем и экраном.
а — физическое представление; *б* — эквивалентная схема; *в* — схема устранения паразитной обратной связи.

Заземление экранов кабелей

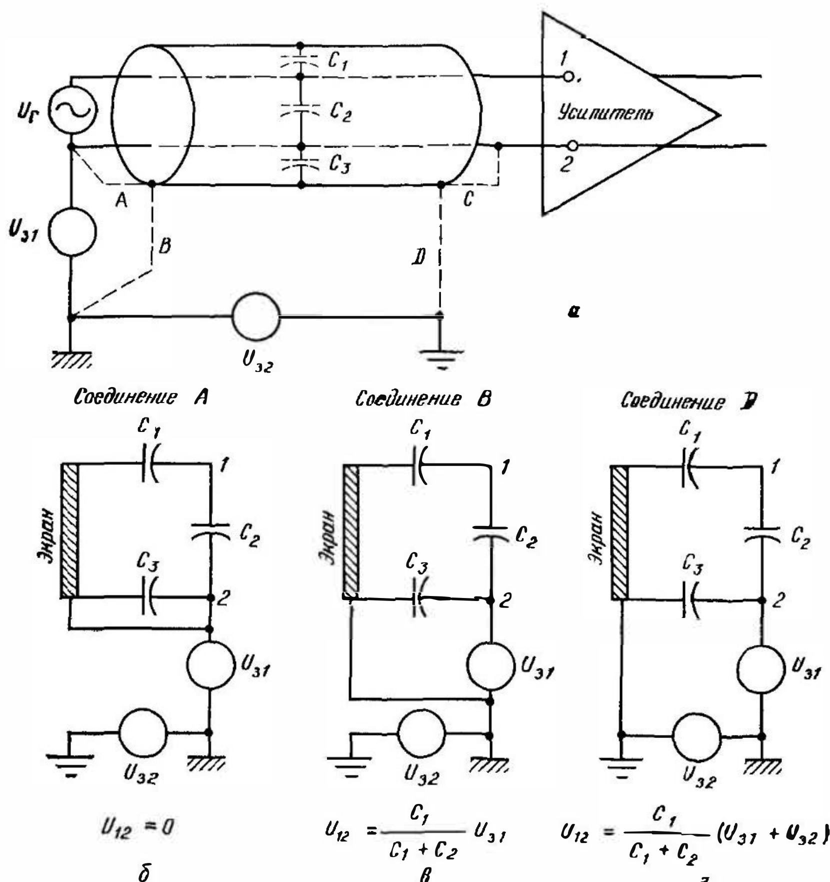
Экраны кабелей, применяемых для передачи низкочастотных сигналов, следует заземлять только в одной точке, когда сигнальная цепь имеет отдельную точку заземления. Если экран заземляется более чем в одной точке, в нем будет протекать ток шумов. В случае экранированной витой пары токи, протекающие в экране, могут по индукции наводить на сигнальные провода неравные напряжения и служить источником шумов. В случае коаксиального кабеля ток экрана создает напряжение шумов, равное падению напряжения IR на сопротивлении экрана, как это было показано на фиг. 2.20. Но если экран должен быть заземлен только в одной точке, то в какой именно? На фиг. 3.16, *а* показаны усилитель и входные сигнальные провода от незаземленного источника сигнала. Генератор $U_{з1}$ представляет собой потенциал общего зажима усилителя относительно потенциала Земли, а генератор $U_{з2}$ — разность потенциалов между двумя точками заземления.



Фиг. 3.16. Способы включения экрана при заземленном усилителе (лучшим является включение экрана по схеме *C*—экран соединен с общей точкой усилителя).

Так как экран имеет только одну точку заземления, емкость, существующая между входными проводниками и экраном, обусловливает связь по шумам. Входной экран может быть соединен с землей любым из четырех возможных способов, показанных штриховыми линиями *A, B, C* и *D*. Включение *A* обычно нежелательно, поскольку при этом ток шумов экрана получает возможность проходить по одному из сигнальных проводов. Этот ток шумов, протекая по импедансу сигнального провода, создает напряжение шумов, включенное последовательно с сигналом.

На фиг. 3.16, *б — г* изображены эквивалентные схемы для случаев заземляющих соединений *B, C* и *D*. Любое постороннее на-



Фиг. 3.17. Способы включения экрана при заземленном источнике (наилучшей является схема включения экрана A — экран соединен с общей точкой источника сигналов; это включение можно использовать также с дифференциальным усилителем).

пряжение, создаваемое на входных зажимах усилителя (точки *1* и *2*), представляет собой напряжение шумов. При конфигурации заземления B напряжение, создаваемое на входных зажимах усилителя, возникает в результате работы генераторов $U_{з2}$ и $U_{з1}$ и емкостного делителя напряжения, образуемого C_1 и C_2. Это включение также является неудовлетворительным. При заземлении по схеме C напряжение U_{12} отсутствует независимо от величины напряжения генератора $U_{з1}$ или $U_{з2}$. В схеме D напряжение между входными зажимами усилителя определяется напряжением $U_{з1}$ и емкостным делителем напряжения C_1 и C_2. Только одно включение

устраняет напряжение шумов U_{12} — это схема *C*. *Для схемы с незаземленным источником и заземленным усилителем входной экран следует всегда подключать к общему зажиму усилителя, даже если эта точка не находится под потенциалом Земли.*

На фиг. 3.17 отображен случай незаземленного усилителя и заземленного источника сигнала. Генератор U_{31} представляет собой потенциал общего зажима источника сигнала относительно фактического потенциала земли в месте расположения источника. На фиг. 3.17,*а* штриховыми линиями показаны четыре возможных подключения экрана входного кабеля, обозначенные буквами *A*, *B*, *C* и *D*. Подключение *C* явно нежелательно, так как оно позволяет токам шумов экрана при прохождении к земле протекать по одному из сигнальных проводников. На фиг. 3.17, *б*—*г* показаны эквивалентные схемы подключения экрана для случаев *A*, *B* и *D*. Как можно видеть, только схема *A* обеспечивает отсутствие напряжения шумов между входными зажимами усилителя. *Таким образом, для случая заземленного источника и незаземленного усилителя входной экран следует подключать к общему зажиму источника, даже если эта точка не находится под потенциалом Земли.*

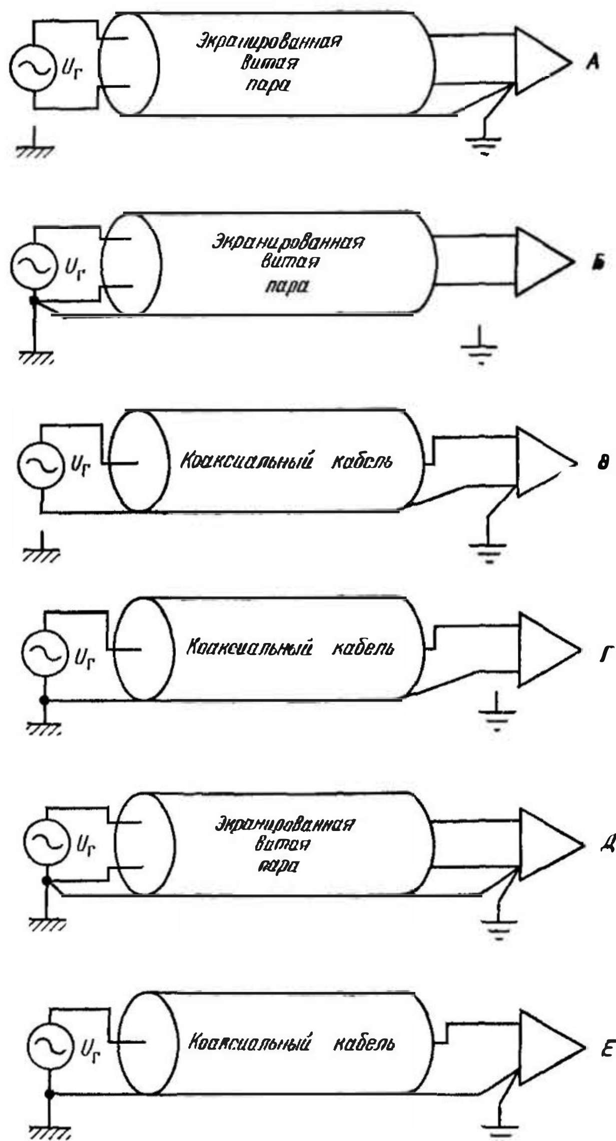
На фиг. 3.18 изображены схемы предпочтительного заземления экрана на низких частотах для экранированной витой пары и коаксиального кабеля. Схемы *А*—*Г* заземляются со стороны усилителя или источника сигнала, но не с обеих сторон.

Когда сигнальная цепь заземлена с обоих концов, величина возможного подавления шумов ограничивается разностью потенциалов в точках заземления и восприимчивостью контура заземления к магнитным полям. Предпочтительная конфигурация заземления экрана для этого случая показана на схемах *Д* и *Е* (фиг. 3.18). В схеме *Е* экран коаксиального кабеля заземляется с обеих сторон, с тем чтобы часть тока контура заземления прошла через экран с малым импедансом, а не через центральный проводник. В случае схемы *Д* экранированная витая пара также заземляется с обеих сторон, чтобы отвести часть тока, протекающего по контуру заземления, от сигнальных проводников. Если необходима дополнительная защита от шумов, требуется разорвать контур заземления. Это можно сделать с использованием трансформаторов, оптронов или дифференциального усилителя.

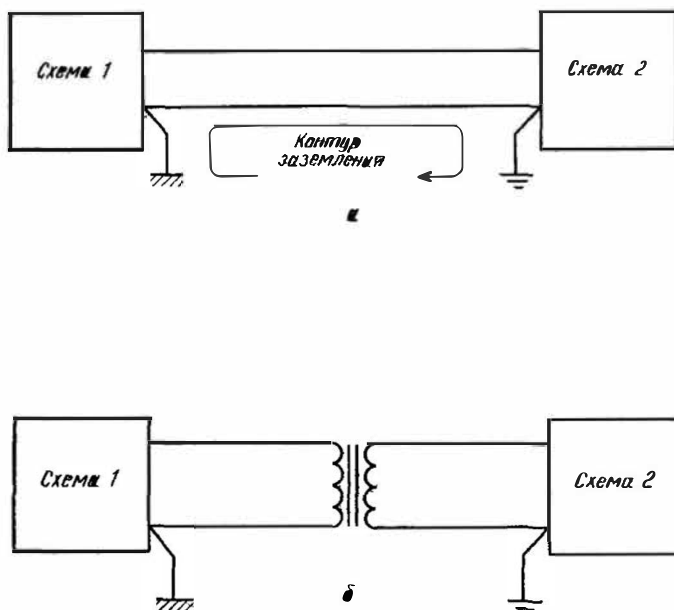
Сведения относительно характеристик, которые следует ожидать от схем на фиг. 3.18, можно получить, обратившись к результатам эксперимента по магнитной связи, представленным на фиг. 2.22 и 2.23.

Изолирующие и нейтрализующие трансформаторы

Как показано на фиг. 3.19, *а*, при заземлении обоих концов цепи образуется контур заземления. Этот контур можно разорвать, применив изолирующий трансформатор (фиг. 3.19, *б*). Однако в



Фиг. 3.18. Схемы заземления экранированных витых пар проводов и коаксиального кабеля на низких частотах.



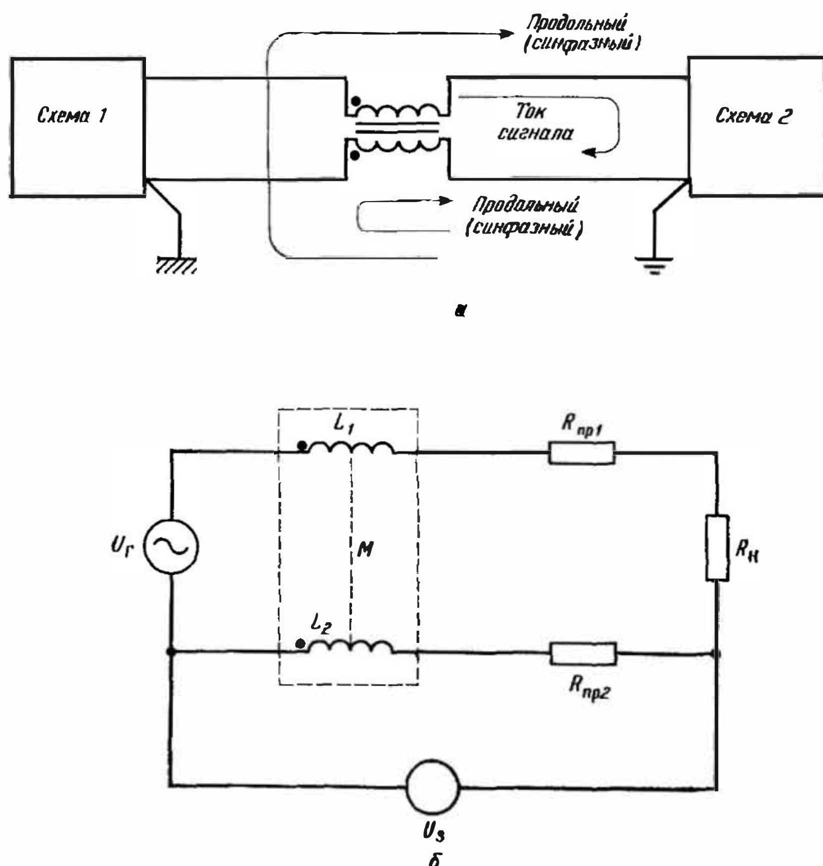
Фиг. 3.19. Образование контура заземления между двумя цепями (*а*) и его разрыв при помощи изолирующего трансформатора (*б*).

некоторых схемах требуется, чтобы между двумя цепями была связь по постоянному току или на очень низкой частоте, и тогда изолирующий трансформатор использовать нельзя. В этих условиях трансформатор можно применять в качестве дросселя (фиг. 3.20); его называют также нейтрализующим или симметрирующим трансформатором. Включенный таким образом трансформатор представляет для сигнального тока малый импеданс и позволяет передавать постоянный ток. Однако для любого продольного (синфазного) тока шумов трансформатор имеет высокий импеданс.

Сигнальный ток (фиг. 3.20) имеет в обоих проводниках одинаковую величину, но противоположное направление. Такой ток является желательным; его называют током дифференциальной или двухпроводной цепи[1]. Токи шумов текут по обоим проводникам в одинаковом направлении и носят название продольных или синфазных токов.

Работу схемы на фиг. 3.20 можно проанализировать, обратившись к эквивалентной схеме. Генератор напряжения $U_г$ представ-

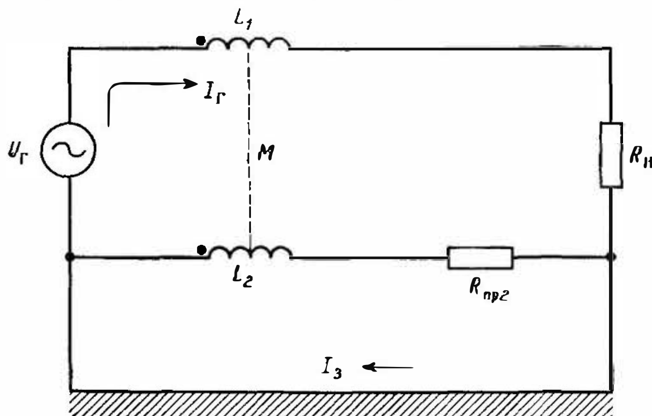
[1] В советской технической литературе его называют полезным сигналом. Однако подобным образом могут быть приложены и некоторые помехи, называемые поперечными. — *Прим. ред.*



Фиг. 3.20. Схема разрыва контура заземления при помощи нейтрализующего трансформатора.
а — физическое представление; б — эквивалентная схема.

ляет собой напряжение сигнала, которое подается к нагрузке $R_н$ по проводникам с сопротивлением $R_{пр1}$ и $R_{пр2}$. Нейтрализующий трансформатор представлен двумя индуктивностями L_1 и L_2 и коэффициентом взаимоиндукции M. Если обе обмотки трансформатора идентичны и расположены рядом на одном сердечнике, то L_1, L_2 и M равны между собой. Генератор напряжения $U_з$ представляет собой продольное напряжение, возникающее либо из-за магнитной наводки в контуре заземления, либо из-за разности потенциалов Земли. Поскольку сопротивление проводника $R_{пр\,1}$ включено последовательно с $R_н$ и много меньше последнего, им можно пренебречь.

Вначале определим чувствительность схемы к напряжению сигнала $U_г$, пренебрегая влиянием $U_з$. Схему на фиг. 3.20, *б* можно преобразовать в схему, показанную на фиг. 3.21. Полученная схема идентична схеме на фиг. 2.17. Ранее было отмечено, что на частотах выше $\omega=5R_{пр2}/L_2$ практически весь ток $I_г$ возвращается к источнику через второй проводник, а не через шасси заземления. Если L_2 выбрана таким образом, что самая низкая частота



Фиг. 3.21. Вспомогательная эквивалентная схема для анализа чувствительности схемы на фиг. 3.20 к напряжению сигнала $U_г$.

сигнала будет больше 5 $R_{пр2}/L_2$ рад/с, то $I_з=0$. При этих условиях напряжения в верхнем контуре схемы фиг. 3.21 можно просуммировать следующим образом:

$$U_г=j\omega(L_1+L_2)I_г-2j\omega MI_г+(R_н+R_{пр\,2})I_г. \qquad (3.8)$$

Поскольку $L_1=L_2=M$, разрешив это уравнение относительно $I_г$, получим

$$I_г=\frac{U_г}{R_н+R_{пр\,2}}\approx\frac{U_г}{R_н} \qquad (3.9)$$

для $R_н \gg R_{пр2}$. Уравнение (3.9) подобно уравнению в отсутствие трансформатора. Следовательно, трансформатор не влияет на передачу сигнала до тех пор, пока его индуктивность достаточно велика, так что частота сигнала ω больше, чем $5R_{пр2}/L_2$.

Реакцию схемы, представленной на фиг. 3.20, на воздействие продольного напряжения $U_з$ можно определить, рассмотрев эквивалентную схему, показанную на фиг. 3.22. Если бы трансформатор отсутствовал, все напряжение $U_з$ выделялось бы на $R_н$.

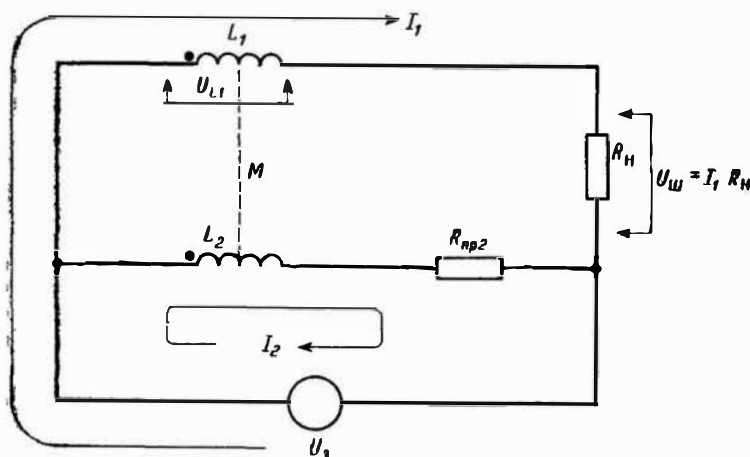
При наличии трансформатора напряжение шумов, падающее на $R_н$, можно определить, составив уравнения для двух контуров,

показанных на рисунке. Суммируя напряжения по внешнему контуру, получим

$$U_з = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 + I_1 R_н. \qquad (3.10)$$

Сумма напряжений вдоль нижнего контура равна

$$U_з = j\omega L_2 I_2 + j\omega M I_1 + I_2 R_{пр\,2}. \qquad (3.11)$$



Фиг. 3.22. Вспомогательная эквивалентная схема для анализа чувствительности схемы на фиг. 3.20 к продольному (синфазному) напряжению $U_з$.

Уравнение (3.11) можно разрешить относительно I_2:

$$I_2 = \frac{U_з - j\omega M I_1}{j\omega L_2 + R_{пр\,2}}. \qquad (3.12)$$

Учитывая, что $L_1 = L_2 = M = L$, подставим уравнение (3.12) в уравнение (3.10); разрешив последнее относительно I_1, получим

$$I_1 = \frac{U_з R_{пр\,2}}{j\omega L(R_{пр\,2} + R_н) + R_{пр\,2} R_н}. \qquad (3.13)$$

Напряжение шумов $U_ш$ равно $I_1 R_н$, и, поскольку $R_{пр2}$ обычно намного меньше $R_н$, можно записать, что

$$U_ш = \frac{U_з R_{пр\,2}/L}{j\omega + R_{пр\,2}/L}. \qquad (3.14)$$

На фиг. 3.23 показана зависимость $U_ш/U_з$ от частоты ω. Чтобы уменьшить напряжение шумов, $R_{пр2}$ следует делать как можно меньшим, а индуктивность трансформатора L должна быть такой, чтобы выполнялось неравенство

$$L \gg \frac{R_{пр\,2}}{\omega}, \qquad (3.15)$$

где ω — частота шумов. Трансформатор должен иметь достаточно большой сердечник, чтобы любые несбалансированные постоянные токи, проходящие по цепи, не вызывали его насыщения.

Продольный дроссель, или нейтрализующий трансформатор, показанный на фиг. 3.20, можно выполнить очень просто — в виде нескольких витков проводников вокруг магнитного кольца, соединяющих две схемы (фиг. 3.24). На один и тот же сердечник можно наматывать сигнальные проводники от нескольких схем, не опасаясь их взаимного влияния (перекрестных помех). Таким образом, один сердечник можно использовать в качестве нейтрализующего трансформатора для многих схем. Типичный нейтрализующий трансформатор, применяемый на телефонной станции, может обслуживать 25—50 цепей.

Оптроны

Другой способ разрыва контура заземления между двумя цепями реализуется путем использования оптрона (фиг. 3.25). Основная схема оптрона состоит из светоизлучающего диода (светодиода), оптически связанного с транзистором, диодом или тиристором[1]. Оба элемента заключены в один корпус. Схема такого типа дает почти идеальную изоляцию от любой разности потенциалов земель, поскольку связь между схемами *1* и *2* осуществляется лишь через световой поток оптрона.

Оптроны особенно подходят для цифровых схем. Для аналоговых схем они менее пригодны, поскольку их линейность не всегда удовлетворительна. Однако недавно были разработаны аналоговые схемы с использованием методов оптической обратной связи для компенсации собственной нелинейности оптрона [12].

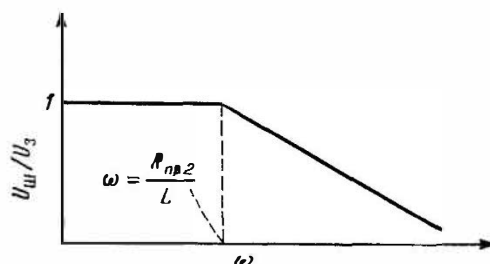
Дифференциальные усилители

Для уменьшения влияния продольного (синфазного) напряжения шумов можно использовать дифференциальный (с сбалансированным входом) усилитель, изображенный на фиг. 3.26, *а*, где $U_з$ — продольное напряжение. Дифференциальный усилитель имеет два входных напряжения U_1 и U_2 и выходное напряжение, равное разности двух входных напряжений, умноженной на коэффициент усиления усилителя K, т. е. $U_{вых}=K(U_1-U_2)$.

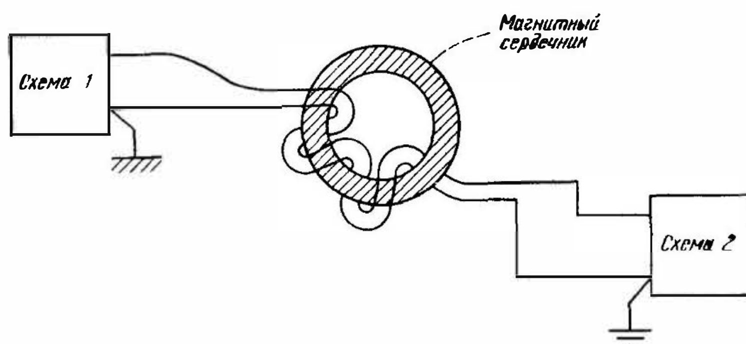
На фиг. 3.26, *б* показано, как при помощи несимметричного (или несбалансированного) усилителя можно построить модель реального дифференциального усилителя. Первичная обмотка трансформатора имеет средний заземленный вывод, и напряжение на двух ее половинах равно U_1 и U_2. Напряжение на вторичной

---

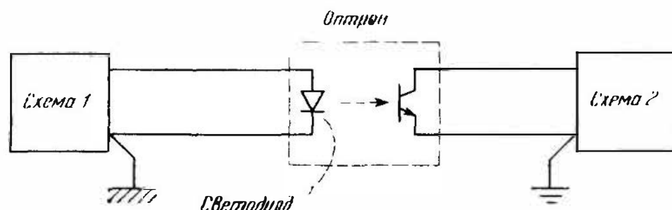
[1] Имеются в виду фотоприемные элементы — *Прим. ред.*



Фиг. 3.23. Зависимость отношения $U_ш/U_з$ от частоты шумов ω.



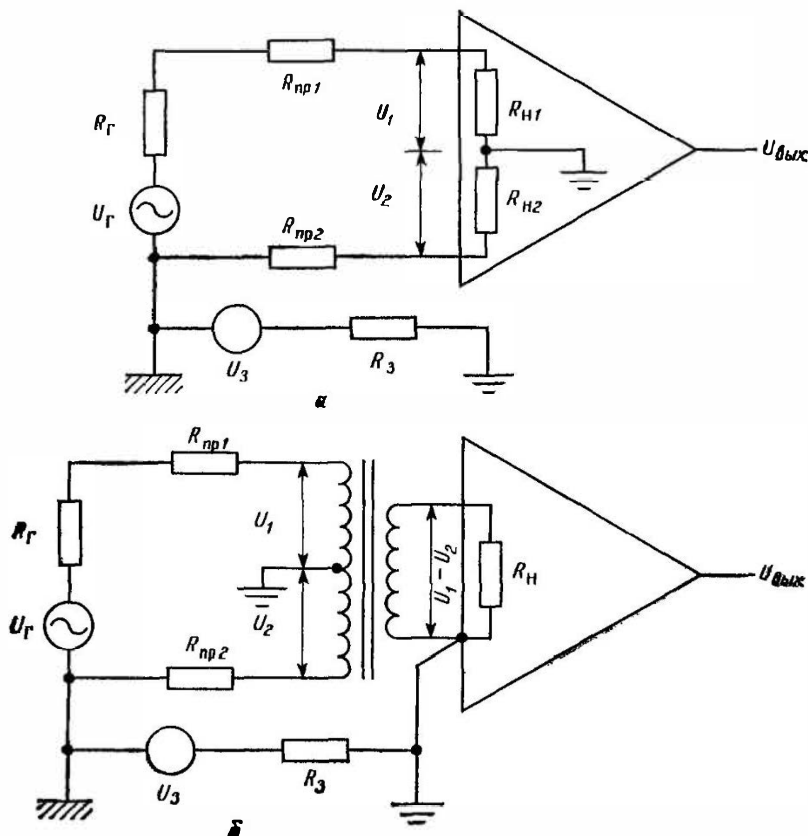
Фиг. 3.24. Простой способ введения в схему нейтрализующего трансформатора. (Вместо показанных на рисунке проводников можно использовать также коаксиальный кабель.)



Фиг. 3.25. Применение оптрона для разрыва контура заземления.

обмотке (в предположении, что коэффициент трансформации 1 : 1) равно $U_1 - U_2$. Напряжение на выходе такого усилителя в K раз больше этой разности напряжений точно так же, как и на выходе сбалансированного дифференциального усилителя.

Чувствительность любой из схем на фиг. 3.26 к напряжению шумов можно определить из эквивалентной схемы, представленной на фиг. 3.27. Для сопротивления $R_{н2}$, намного превышающего $R_з$, входное напряжение усилителя, возникающее из-за наличия син-



Фиг. 3.26. Использование дифференциального усилителя (*а*) или усилителя с несимметричным входом вместе с трансформатором (*б*) для уменьшения эффектов, связанных с синфазным напряжением шумов.

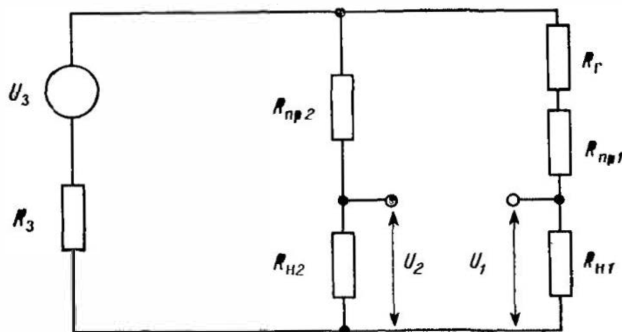
фазного напряжения шумов $U_з$, определяется следующим образом:

$$U_ш = U_1 - U_2 = \left(\frac{R_{н1}}{R_{н1} + R_{пр1} + R_г} - \frac{R_{н2}}{R_{н2} + R_{пр2}}\right) U_з. \quad (3.16)$$

Пример 3.2. Если на фиг. 3.27 $U_з = 100$ мВ, $R_з = 0{,}01$ Ом, $R_г = 500$ Ом, $R_{пр1} = R_{пр2} = 1$ Ом и $R_{н1} = R_{н2} = 10$ кОм, то из уравнения (3.16) $U_ш = 4{,}6$ мВ. Однако если $R_{н1}$ и $R_{н2}$ были бы равны 100, а не 10 кОм, то мы имели бы $U_ш = 0{,}5$ мВ. Это соответствует уменьшению входного напряжения шумов почти на 20 дБ.

Из приведенного примера видно, что увеличение входного импеданса ($R_{н1}$ и $R_{н2}$) дифференциального усилителя уменьшает напряжение шумов, поступающее на вход усилителя из-за наличия

$U_з$. Из уравнения (3.16) следует, что уменьшение сопротивления источника $R_г$ также уменьшает напряжение шумов, поступающее на усилитель. На фиг. 3.28 показаны модифицированные схемы фиг. 3.26, в которых увеличен входной импеданс усилителя по отношению к продольному напряжению $U_з$ без увеличения входного импеданса для напряжения сигнала $U_г$ путем добавления резисто-



Фиг. 3.27. Эквивалентная схема для анализа схем на фиг 3 26.

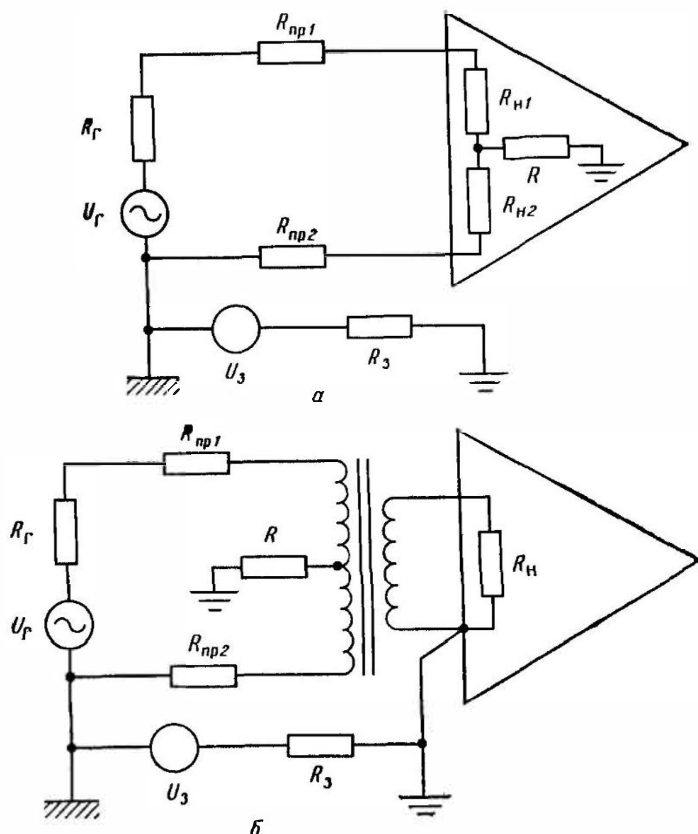
ра R в заземляющий провод. При использовании дифференциального усилителя с большим импедансом экраны обоих входных кабелей и общий зажим источника сигнала следует заземлять у источника сигнала (схема *Б* на фиг. 3.18).

Заземление экрана на высоких частотах

На частотах ниже 1 МГц экран следует заземлять только на одном конце. Если это не выполняется, то, как было показано выше, по экрану могут протекать большие токи с частотой сети и вносить шумы в сигнальную цепь. Заземление в одной точке устраняет также контур заземления и связанные с ним магнитные наводки.

На частотах выше 1 МГц или в случае, когда длина кабеля превышает 1/20 длины волны, чтобы гарантировать сохранение потенциала земли на экране, часто бывает необходимо заземлять экран более чем в одной точке. Еще одна проблема, возникающая на высоких частотах, заключается в том, что паразитная емкостная связь может замкнуть контур заземления, как показано на фиг. 3.29. Это делает трудным или даже невозможным сохранение изоляции незаземленного конца экрана.

Поэтому при работе с высокими частотами обычно заземляют экран с обоих концов. Для длинных кабелей может потребоваться заземлять экран с шагом 1/10 длины волны. Напряжение шумов, возникающее из-за разности потенциалов земли и попадающее в

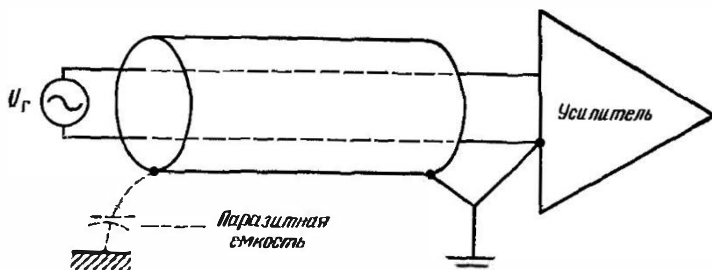


Фиг. 3.28. Введение в цепь заземления схем на фиг. 3.26 сопротивления R для уменьшения напряжения шумов.

схему (в основном на частоте сети или ее гармониках), можно обычно отфильтровать, так как сигнал и шумы значительно различаются по частоте. На частотах выше 1 МГц связь между токами сигнала и шумов, протекающими по экрану, ослабляется за счет скин-эффекта. Скин-эффект приводит к тому, что ток шумов течет по наружной, а сигнальный ток — по внутренней поверхности экрана. На высоких частотах при использовании коаксиального кабеля заземление в нескольких точках обеспечивает также некоторое магнитное экранирование.

Характеристики схемы, показанной на фиг. 3.29, можно улучшить, заменив паразитную емкость конденсатором малой емкости и получив тем самым комбинированное, или гибридное, заземление. На низких частотах вследствие высокого импеданса имеется

одна точка заземления. На высоких же частотах импеданс конденсатора становится низким, чем и обеспечивается несколько точек заземления схемы. Такая конфигурация заземления часто бывает полезна для схем, которые должны работать в очень широком диапазоне частот.



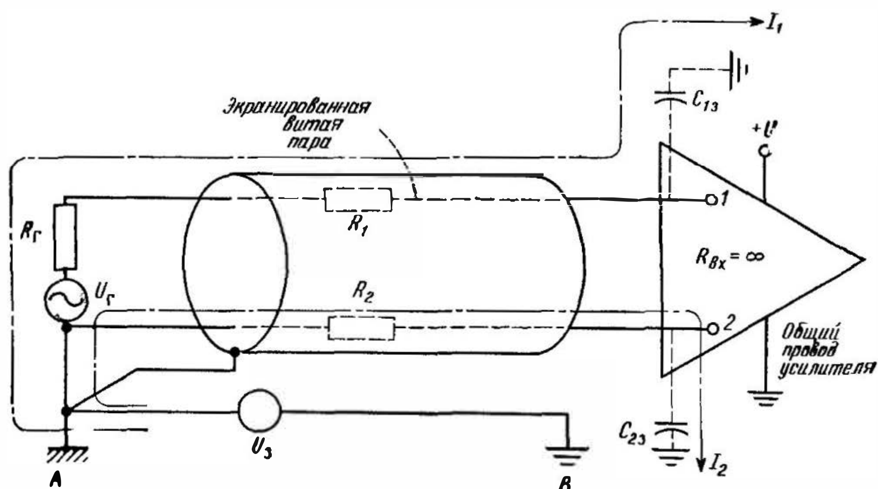
Фиг. 3.29. Образование контура заземления на высоких частотах из-за действия паразитной емкости.

Защитное экранирование[1]

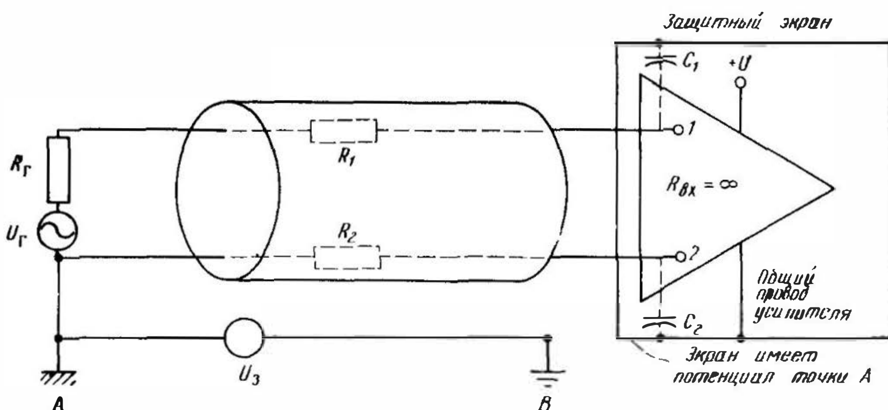
Лучшего подавления шумов, чем при использовании дифференциального усилителя, можно достичь, применив усилитель с защитным экранированием. На защитный экран, в который помещается усилитель, подается потенциал, предотвращающий прохождение тока через импеданс несбалансированного источника сигнала. Влияние защитного экрана лучше всего можно пояснить на примере, в котором экран используется для нейтрализации эффектов, вызываемых разностью потенциалов заземления.

На фиг. 3.30 показан усилитель, соединенный с заземленным источником экранированной витой парой. Здесь $U_з$ — синфазное (продольное) напряжение, вызванное разностью потенциалов земли; $U_г$ — дифференциальное напряжение сигнала; $R_г$ — сопротивление источника; $R_{вх}$ — входной импеданс усилителя; $C_{1з}$ и $C_{2з}$ — паразитные емкости между входными зажимами усилителя и землей, в том числе и емкость кабеля. Напряжение $U_з$ вызывает в схеме два нежелательных тока: ток I_1, проходящий через резисторы $R_г$ и R_1 и емкость $C_{1з}$, и ток I_2, текущий через резистор R_2 и емкость $C_{2з}$. Если каждый из этих токов встречает на своем пути разное сопротивление, на входе усилителя будет присутствовать дифференциальное напряжение. Однако, если усилитель помещен в защитный экран, поддерживаемый под тем же потенциалом, что и точка A (фиг. 3.31), токи I_1 и I_2 становятся равными

[1] Не следует путать с защитным заземлением: в отличие от последнего, защищающего от поражения электрическим током, защитное экранирование предохраняет устройство от проникновения помех. — *Прим. перев.*



Фиг. 3.30. Соединение усилителя и заземленного источника экранированной витой парой.

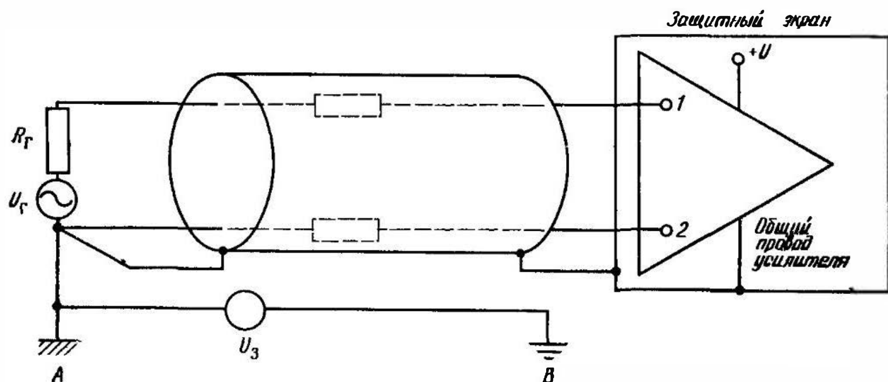


Фиг. 3.31. Использование защитного экрана, исключающего протекание тока шумов.

нулю, поскольку оба конца цепи находятся под одинаковым потенциалом. Емкости C_1 и C_2 оказываются включенными между входными зажимами и экраном. Тем самым достигается цель экранирования — устранение дифференциального входного напряжения шумов. Неясным, однако, остается вопрос о том, каким образом поддерживать на защитном экране тот же потенциал, что и в точке *A*. Один из способов решения этого вопроса показан на фиг. 3.32, где равенство потенциалов обеспечивается подключением защитного экрана к экрану кабеля. Другой конец экрана кабеля

в этом случае заземляется в точке A. Предполагается, что между точкой A и общим зажимом источника сигнала не возникает напряжения шумов. Если имеется хотя бы малейшая возможность возникновения напряжения шумов между общим зажимом $U_г$ и точкой заземления A, защитный экран следует подключить к общей шине источника, а не непосредственно к точке A.

Отметим, что подключение усилителя и экрана по схеме фиг. 3.32 не нарушает ни одного из приведенных выше правил.



Фиг. 3.32. Подключение защитного экрана к точке A через экран кабеля.

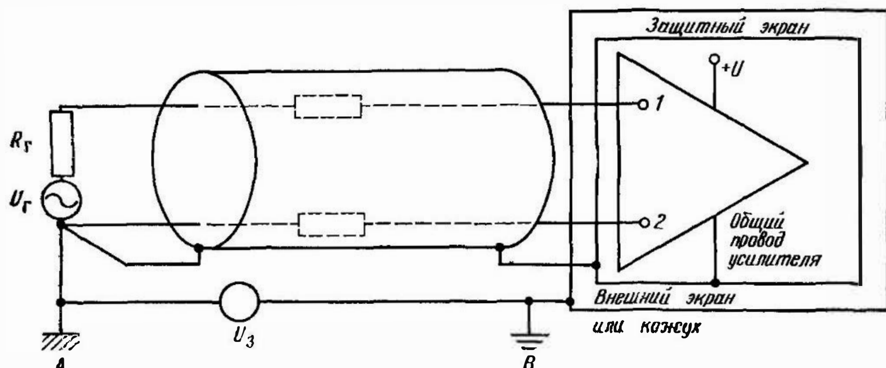
Экран кабеля заземлен только в одной точке (точке A) и соединен с общей шиной усилителя. Экран, в который заключен усилитель, также соединен с общей шиной последнего.

В экранированном усилителе (фиг. 3.32) любая точка, заземленная внутри защитного экрана и имеющая потенциал точки B, увеличивает емкость между входными проводниками и землей (емкость, на которую не влияет защитное экранирование). Поэтому, чтобы схема работала, усилитель должен питаться от внутренних батарей или питание следует подводить от электростатически экранированного трансформатора. Ни одна из точек защитного экрана не должна иметь контакта с землей B, так как в противном случае его эффективность сведется на нет. Поэтому на практике схему усилителя в защитном экране помещают во второй экран (фиг. 3.33), с тем чтобы гарантировать целостность защитного экранирования. Этот второй, или внешний, экран заземляется в точке местного заземления (точке B) и удовлетворяет требованиям техники безопасности.

Защитный экран требуется лишь тогда, когда проводятся измерения сигналов исключительно малых емкостей или когда присутствуют очень большие синфазные напряжения, а все другие способы подавления шумов уже использованы для уменьшения шумо-

вых наводок до абсолютного минимума. Экранирование несимметричного усилителя дает такие же хорошие результаты, как и в случае дифференциального усилителя.

Пример 3.3. Рассмотрим численный пример, приведенный на фиг. 3.34. Здесь $R_1=R_2=0$, $R_г=2{,}6$ кОм, $C_{1з}=C_{2з}=100$ ПФ, а $U_з=100$ мВ (при 60 Гц). Реактивное сопротивление 100 пФ на частоте 60 Гц равно 26 МОм. Дифференциальное напряжение шумов

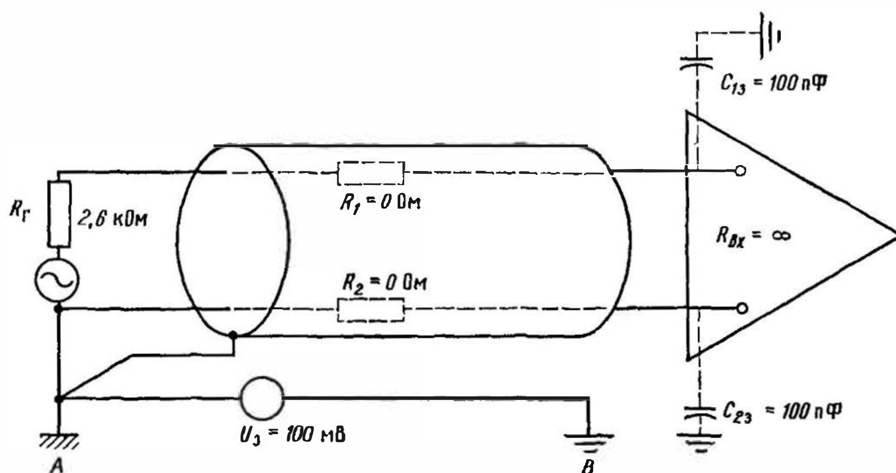


Фиг. 3.33. Схема с двойным экранированием. Электрического контакта между двумя экранами нет.

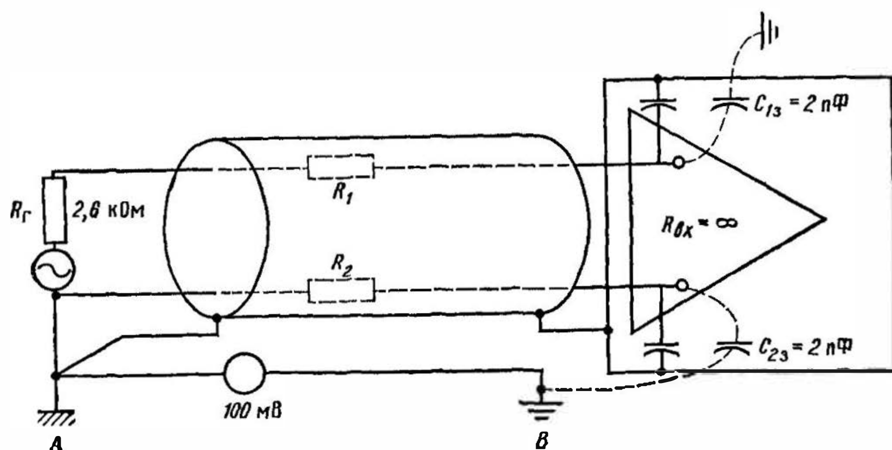
на входных зажимах усилителя без защитного экрана можно записать в виде

$$U_ш=\left(\frac{R_г+R_1}{R_г+R_1+Z_{1з}}-\frac{R_2}{R_2+Z_{2з}}\right)U_з, \qquad (3.17)$$

где $Z_{1з}$ и $Z_{2з}$ — импедансы емкостей $C_{1з}$ и $C_{2з}$ соответственно. Подставляя численные значения в уравнение (3.17), получаем, что входное напряжение шумов без защитного экранирования равно 10 мкВ. Если применяемый защитный экран уменьшает емкость каждой линии относительно земли до 2 пФ, как показано на фиг. 3.35, дифференциальное напряжение шумов на входных зажимах усилителя с установленным защитным экраном также имеет вид уравнения (3.17), но при этом входное напряжение шумов уменьшается до 0,2 мкВ, т. е. на 34 дБ относительно 10 мкВ без защитного экрана. Емкость относительно земли 2 пФ является следствием того, что защитный экран несовершенен. Если бы он обеспечивал совершенное экранирование, емкость относительно земли и напряжение шумов равнялись бы нулю. Следует отметить, что напряжение шумов, поступающее на усилитель, с увеличением частоты растет, поскольку импеданс емкостей $C_{1з}$ и $C_{2з}$ при этом уменьшается.



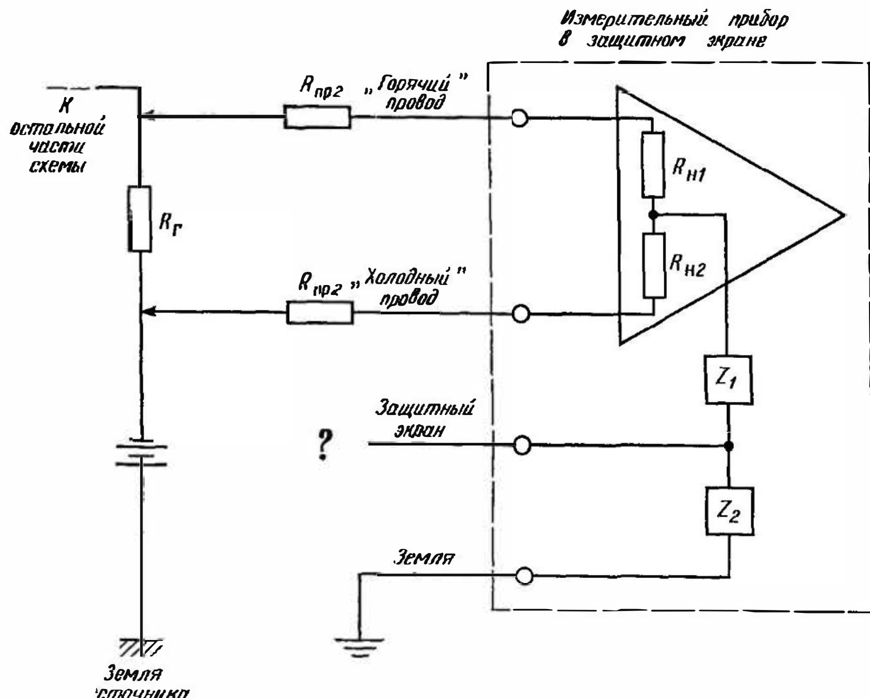
Фиг. 3.34. Численный пример, иллюстрирующий необходимость защитного экранирования.



Фиг. 3.35. Уменьшение емкости линии передачи относительно земли и, следовательно, напряжения шумов при использовании защитного экрана.

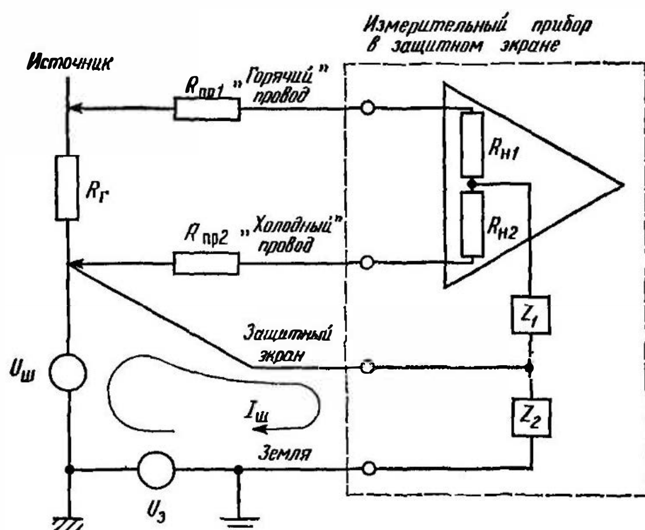
Измерительные приборы с защитным экраном

Для тех, кто проектирует аппаратуру без защитного экранирования, имеется хороший довод в пользу изучения принципов работы такого экрана. Многие новые измерительные приборы выпускаются с защитным экраном (фиг. 3.36). Как правильно подключить

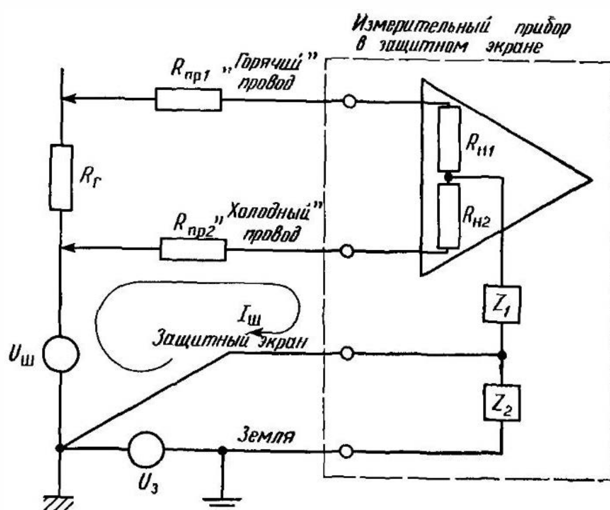


Фиг. 3.36. Обычная проблема, возникающая при использовании измерительного прибора с защитным экраном: куда подключить зажим этого экрана?

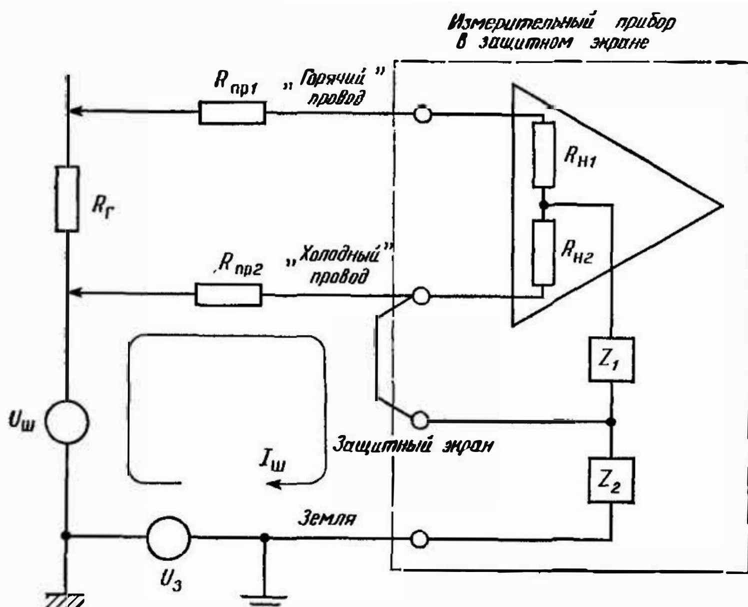
защитный экран к измеряемой схеме, должен решать потребитель. Если же он не понимает назначения защитного экрана, то скорее всего экран останется неподключенным или будет соединен с землей измерительного прибора; но ни одно из этих подключений не даст оптимального результата. Чтобы защитное экранирование принесло пользу, необходимо придерживаться следующего правила: *защитный экран всегда нужно подключать таким образом, чтобы синфазный ток не мог проходить ни через какое входное сопротивление.* Обычно это выполняется при подключении защитного экрана к низкоомному выводу источника сигнала.



Фиг. 3.37.
При измерении напряжения на $R_г$ лучше всего подключать защитный экран к выводу $R_г$, имеющему низкий импеданс относительно земли; при этом ток шумов не воздействует на усилитель.

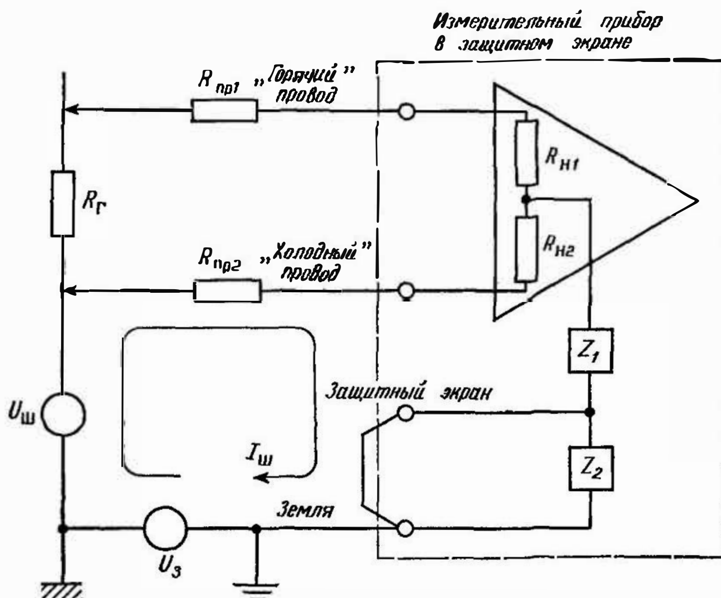


Фиг. 3.38.
Защитный экран, подключенный к земле источника, не обеспечивает защиты от $U_ш$; осуществляется защита только от $U_з$.



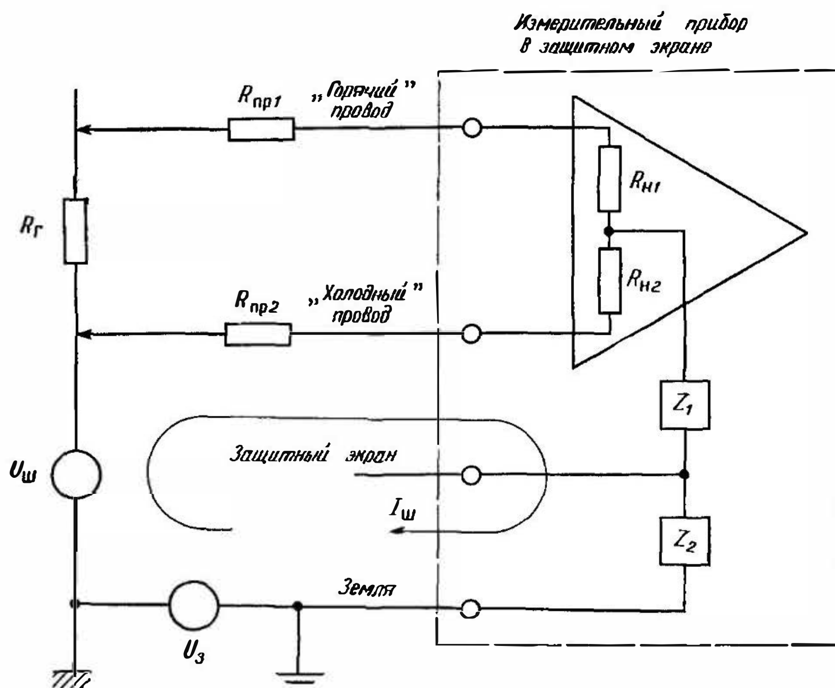
Фиг. 3.39.

Подключение защитного экрана к «холодному» проводу вольтметра позволяет току шумов протекать по сопротивлению $R_{пр2}$, на котором при этом выделяется напряжение шумов.



Фиг. 3.40.

Подключение защитного экрана к земле измерительного прибора неэффективно: ток шумов течет через $R_{пр2}$, $R_{н2}$ и Z_1.



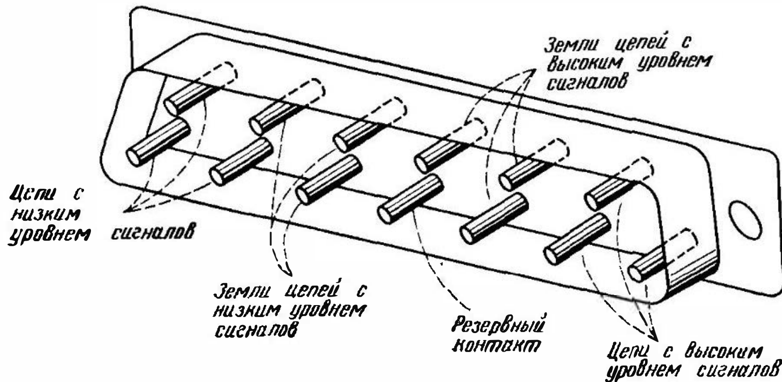
Фиг. 3.41.
Защитный экран не подключен, токи шумов, вызванные наличием $U_ш$ и $U_з$, текут через $R_{пр2}$, $R_{н2}$, Z_1 и Z_2.

Пример 3.4. Обратимся к фиг. 3.36. При помощи экранированного цифрового вольтметра требуется измерить напряжение на резисторе $R_г$, ни один конец которого не заземлен. Какое подключение защитного экрана является наилучшим? Пять возможных способов его подключения показаны на фиг. 3.37—3.41. Напряжение $U_з$ представляет разностное напряжение заземления, а $U_ш$ — напряжение шумов батареи. На фиг. 3.37 показано наилучшее включение, при котором экран подключается к низкоомному выводу источника. В этих условиях ток шумов через входную цепь измерительного прибора не течет.

На фиг. 3.38 показана схема, в которой экран подключен к земле; это соединение хуже, чем предыдущее. Здесь ток шумов от генератора $U_з$ не создает никаких проблем, однако ток шумов от $U_ш$ проходит через импедансы $R_{пр2}$, $R_{н2}$ и Z_1 и приводит к тому, что к усилителю оказывается приложенным напряжение шумов. При любом из соединений по схемам фиг. 3.39—3.41 ток шумов может проходить через входную цепь вольтметра, и эти соединения являются нежелательными.

Кабели и разъемы

Непреднамеренное образование контуров заземления и плохое экранирование чаще всего наблюдаются в кабельных системах, особенно в тех случаях, когда за различные части устройства сопряжения отвечают разные группы разработчиков. Хорошие кабельные соединения требуют проектирования; это правило появилось не сегодня.



Фиг. 3.42. Разделение цепей с большим и малым уровнями сигналов при разводке контактов разъема путем помещения между ними заземленных проводов.

Там, где это возможно, сильноточные и слаботочные провода не следует пропускать по одному кабелю. Если же этого избежать нельзя, то сильноточные провода следует сгруппировать вместе и поместить в экран. Относительно слаботочных проводов следует принять обычные меры предосторожности.

Проводники сильноточных и слаботочных цепей следует по возможности пропускать через разные разъемы или по крайней мере через контакты одного разъема, между которыми находятся контакты проводов заземления (фиг. 3.42).

Необходимо следить за тем, чтобы при проведении кабелей между системами сохранялась целостность экранирования. Экраны кабелей следует пропускать через разъемы. Если через разъем проходит несколько экранированных кабелей, на каждый экран следует отвести отдельный контакт. Если же все экраны пропустить через один контакт, образуются контуры заземления, и токи, проходящие через экран, будут протекать между экранами различных кабелей.

Там, где требуются экранирование кабелей с малыми уровнями сигналов и заземление только в одной точке, необходима изоляция экрана. Это предотвращает случайный контакт экрана с землей в какой-нибудь другой точке, кроме предусмотренной.

Выводы

- На низких частотах следует применять систему заземления в одной точке.
- На высоких частотах следует применять систему заземления в нескольких точках.
- Низкочастотная система должна иметь как минимум три раздельные цепи возврата на землю. Здесь должны быть цепи 1) «сигнальной» земли, 2) «шумящей» земли и 3) «корпусной» земли.
- Основные цели, преследуемые при выполнении заземления: 1) минимизировать напряжение шумов от двух заземляющих токов, протекающих через общий импеданс, и 2) исключить образование контуров заземления.
- В случае заземленного усилителя и незаземленного источника сигнала экран входного кабеля следует подключать к общему зажиму усилителя.
- В случае заземленного источника сигнала и незаземленного усилителя экран входного кабеля следует подключать к общему зажиму источника.
- Экран, в который заключен усилитель с большим коэффициентом усиления, следует подключать к общей шине усилителя.
- Когда сигнальная цепь заземлена с обоих концов, образуется контур заземления, чувствительный к шумам от 1) магнитных полей и 2) разности напряжений в точках заземления.
- Контуры заземления можно разорвать при помощи изолирующего трансформатора, нейтрализующего трансформатора, оптронов, дифференциальных усилителей и усилителей с защитным экранированием.
- На высоких частотах экраны сигнальных кабелей обычно заземляются в нескольких точках.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ady R., Applying Opto-Isolators, *Electronic Products* (17 June 1974).
2. Bell Laboratories, Physical Design of Electronic Systems, Vol. 1, Ch. 10 (Electrical Interference), Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1970.
3. Brown H., Don't Leave System Grounding to Chance, *EDN/EEE* (15 January 1972).
4. Buchman A. S., Noise Control in Low Level Data Systems, *Electromechanical Design*, September 1962.
5. Cushman R. H., Designer's Guide to Optical Couplers, *EDN* (20 July 1973).
6. Ficchi R. O., Electrical Interference, Hayden Book Co., New York, 1964.
7. Ficchi R. O., Practical Design for Electromagnetic Compatibility, Hayden Book Co., New York, 1971.
8. Frederick Research Corp., Handbook on Radio Frequency Interference, Vol. 3 (Methods of Electromagnetic Interference Suppression), Frederick Research Corp., Wheaton, Maryland, 1962.
9. Morrison R., Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation, Wiley, New York, 1967.

10. Nalle D., Elimination of Noise in Low Level Circuits, *ISA Journal*, 12 (August 1965).
11. National Electrical Code, National Fire Protection Association, Boston, Mass., 1975. (Обычно эти «Электротехнические нормы и правила» переиздаются каждые три года.)
12. Waaben S., High Performance Optocoupler Circuits, International Solid-State Circuits Conference, Philadelphia, Pa., February 1975.
13. White D. R. J., Electromagnetic Interference and Compatibility, Vol. 3 (EMI Control Methods and Techniques), Don White Consultants, Germantown, Maryland, 1973. (Русский перевод: см. в списке литературы к гл. 1 [6].)

Глава 4

ДРУГИЕ МЕТОДЫ ШУМОПОДАВЛЕНИЯ

Симметрирование

Симметричными являются двухпроводные схемы, в которых оба проводника и все подключенные к ним цепи имеют одинаковый импеданс относительно земли и любого другого проводника. Цель симметрирования состоит в том, чтобы сделать равными шумы, наводимые в обоих проводниках; в этом случае они будут представлять собой продольный, или синфазный, сигнал, который можно скомпенсировать в нагрузке. Симметрирование — метод подавления шумов, который можно использовать в сочетании с экранированием там, где уровень шумов должен быть ниже уровня, достижимого при использовании только экранирования. Кроме того, в некоторых случаях симметрирование применяется вместо экранирования и является основным методом шумоподавления.

Использование дифференциального усилителя (фиг. 3.26) явилось первым шагом на пути к созданию симметричной системы. Усилитель обеспечивает симметричную нагрузку, но источник остается несимметричным из-за наличия сопротивления $R_г$. При симметрировании источника относительно земли получается полностью симметричная система (фиг. 4.1). В общем случае последовательно с проводниками оказываются включенными два синфазных напряжения шумов $U_{ш1}$ и $U_{ш2}$, которые вызывают появление токов шумов $I_{ш1}$ и $I_{ш2}$. Источники $U_{г1}$ и $U_{г2}$ совместно создают сигнальный ток $I_г$. При этом суммарное напряжение на нагрузке составит

$$U_н = I_{ш\,1}R_{н\,1} - I_{ш\,2}R_{н\,2} + I_г(R_{н\,1} + R_{н\,2}). \qquad (4.1)$$

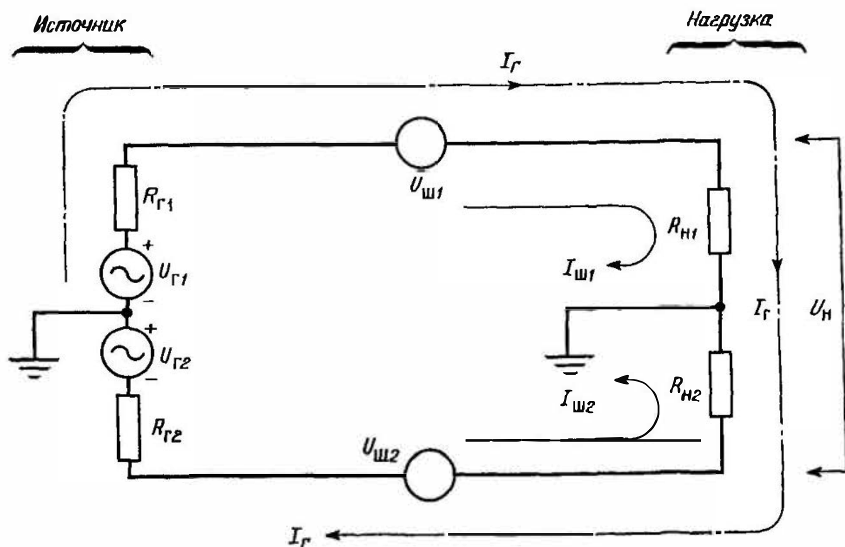
Первые два члена в правой части уравнения представляют собой напряжения шумов, а третий член — напряжение полезного сигнала. Если $I_{ш1}$ равен $I_{ш2}$ и $R_{н1}$ равно $R_{н2}$, то напряжение шумов на нагрузке равно нулю Уравнение (4.1) при этом упрощается:

$$U_н = I_г(R_{н\,1} + R_{н\,2}), \qquad (4.2)$$

т. е. напряжение на нагрузке создает только сигнальный ток $I_г$.

В симметричной схеме, показанной на фиг. 4.2, U_1 и U_2 являются напряжениями магнитных наводок. Генератором U_3 представлено напряжение шумов, которое проникает в схему благодаря емкостной связи (через C_{31} и C_{32}). Разность потенциалов зе-

мель источника и нагрузки представлена генератором напряжения $U_з$. Напряжение шумов между зажимами нагрузки *1* и *2*, обусловленное действием напряжения $U_з$, можно определить, обратившись к фиг. 4.3. Комплексные сопротивления Z_1 и Z_2 — это суммарные полные сопротивления относительно земли проводников *1* и *2* соответственно.



Фиг 4.1 Полностью сбалансированная система ($R_{г1}=R_{г2}$, $R_{н1}=R_{н2}$, $U_{ш1}=U_{ш2}$ и $I_{ш1}=I_{ш2}$).

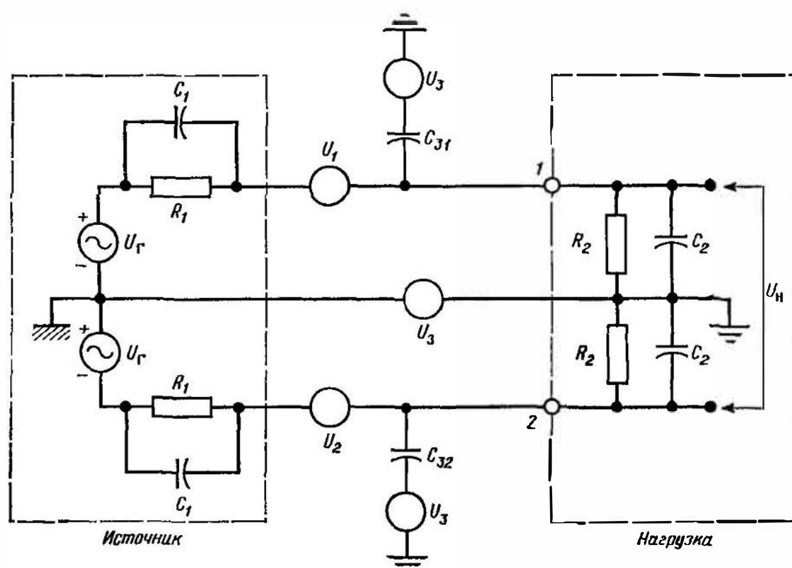
Напряжение шумов, вызываемое напряжением $U_з$ в проводнике *1* благодаря емкостной связи, равно

$$U_{ш1}=\frac{Z_1}{Z_1+Z_{з1}}U_з. \qquad (4.3)$$

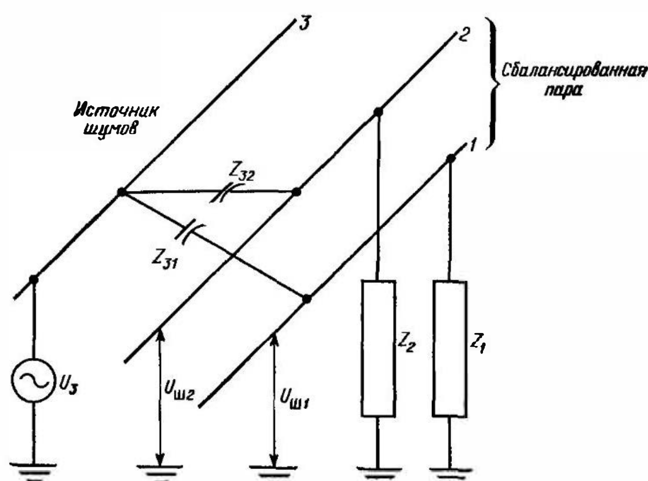
Напряжение шумов, наведенное напряжением $U_з$ в проводнике *2*, равно

$$U_{ш2}=\frac{Z_2}{Z_2+Z_{з2}}U_з. \qquad (4.4)$$

Если схема сбалансирована, Z_1 и Z_2 равны. Если проводники *1* и *2* представляют собой витую пару, импеданс $Z_{з1}$ должен быть приблизительно равен $Z_{з2}$. В этих условиях $U_{ш1}$ приблизительно равно $U_{ш2}$, и напряжения шумов, наведенные через емкостную связь, взаимно компенсируются на нагрузке. Таким образом, в симметричной схеме витая пара может обеспечить защиту от емкостной связи. Она может также защитить схему от действия маг-



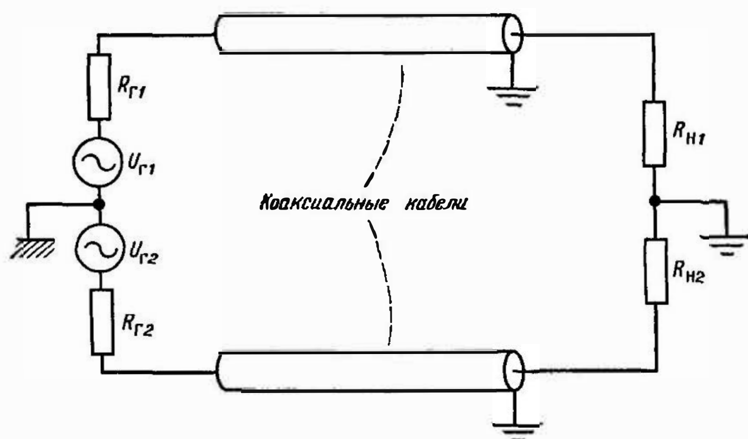
Фиг. 4 2. Схема симметричной цепи, в которой учтены напряжения от магнитных наводок и наводок за счет емкостной связи, а также разность потенциалов земель источника сигнала и нагрузки.



Фиг. 4 3. Действие емкостной связи (электротехнических наводок) на симметричные проводники.

нитных полей, т. е. использование витой пары в симметричных схемах может обеспечить защиту как от магнитных, так и от электрических полей без экранирования проводников. Тем не менее желательно все же применять экраны, так как совершенной симметрии достичь трудно и могут потребоваться дополнительные средства защиты.

В качестве проводников в симметричных схемах обычно применяют витые пары или экранированные витые пары, так как



Фиг 4 4 Использование в симметричной схеме коаксиальных кабелей.

они симметричны. Коаксиальный кабель, напротив, имеет несимметричную форму, поэтому для симметричной системы следует брать два коаксиальных кабеля (фиг. 4.4).

Следует отметить, что разность потенциалов $U_з$ между точками заземления источника и нагрузки (фиг. 4.2) вызывает на зажимах *1* и *2* одинаковые напряжения. Эти напряжения взаимно компенсируются, и на нагрузке не появляется дополнительного напряжения шумов.

Степень симметрии схемы, или коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС), определяется как отношение синфазного (продольного) напряжения шумов к вызванному им дифференциальному (или поперечному) напряжению шумов и выражается обычно в децибелах (дБ)[1]. Преобразование синфазного напряжения в дифференциальное является следствием несимметрии системы. Обратившись к фиг. 4.5, можно записать, что

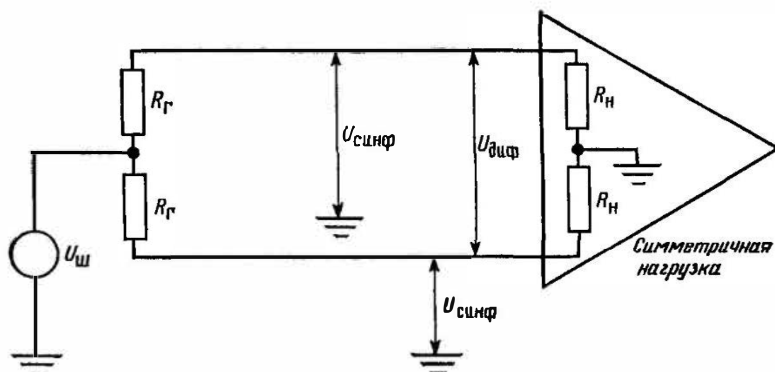
$$\text{КОСС} = 20 \lg \frac{U_ш}{U_{диф}} \text{ (дБ).} \tag{4.5}$$

[1] Понятие «децибел» поясняется в приложении 1.

Если сопротивление источника $R_г$ мало по сравнению с нагрузкой $R_н$, синфазное напряжение $U_{синф}$ равно $U_ш$, и в уравнение (4.5) вместо $U_ш$ можно подставить $U_{синф}$. Тогда

$$КОСС = 20 \lg \frac{U_{синф}}{U_{диф}} \text{ (дБ)}. \quad (4.6)$$

Если источник и нагрузка на фиг. 4.5 разнесены на значительное расстояние, то КОСС обычно определяется по уравнению (4.6),

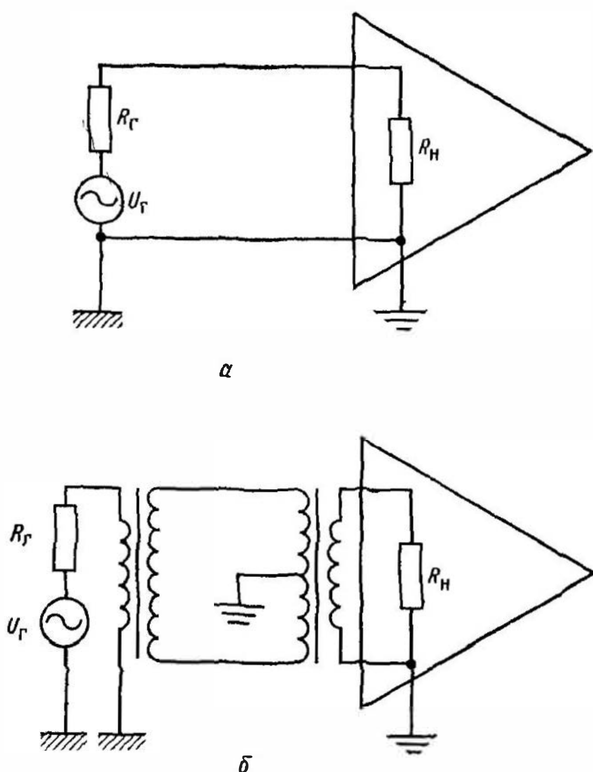


Фиг. 4.5. Измерение КОСС схемы.

поскольку оба напряжения можно измерить на одном конце цепи.

Чем лучше симметрия схемы, тем большее подавление шумов можно получить. Если было бы возможно достичь совершенной симметрии, шумы не могли бы проникать в систему. От хорошо спроектированной системы можно ожидать симметрию 60—80 дБ. Можно получить и лучшую симметрию, однако для этого обычно требуются специальные кабели и может понадобиться индивидуальная подстройка схемы.

Симметрия системы зависит от симметричности источника, сигнальных проводов и нагрузки, а также от симметрии любых паразитных импедансов. Между двумя входными проводниками должна быть обеспечена симметрия как по активным, так и по реактивным сопротивлениям, т. е. активные и реактивные сопротивления каждого из проводников относительно земли должны быть равны. Величина любых шумов, проникающих в симметричную схему, является функцией степени ее несимметрии и прямо пропорциональна синфазному напряжению шумов. Симметрия никогда не бывает совершенной, и при наличии синфазных напряжений шумов некоторое напряжение шумов поступает в схему. Синфазное напряжение шумов можно уменьшить соответствую-



Фиг. 4.6. Получение симметричной линии передачи при помощи двух трансформаторов.
а — несимметричная система; б — система с симметричной линией передачи.

щим экранированием и заземлением, как было рассмотрено в предыдущих главах, и исключением заземления одного конца схемы.

Пример 4.1. Имеется схема с симметрией 60 дБ. Кабели не экранированы, и на каждый кабель электрические поля наводят синфазное напряжение ~300 мВ. Величина шумов на нагрузке будет на 60 дБ меньше, т. е. ~300 мкВ. Если теперь кабели заключить в защитный экран, синфазное напряжение наводок уменьшится до 13 мВ. Шумы на усилителе будут при этом составлять 13 мкВ. Этот пример показывает, что эффекты от экранирования и симметрирования аддитивны. Экранирование можно использовать для уменьшения величины синфазного напряжения, наводимого на проводники, а симметрирование уменьшает долю синфазного напряжения, поступающего в нагрузку.

Симметрия системы зависит от частоты сигнала. Обычно, чем выше частота, тем труднее получить точную симметрию, поскольку на высокой частоте большое влияние на работу схемы оказывает паразитная емкость.

Знание симметрии, обеспечиваемой отдельными компонентами[1], из которых строится система, не позволяет предсказывать степень симметрии всей системы. Например, отклонения в симметрии двух компонентов могут компенсировать друг друга таким образом, что суммарный баланс комбинации компонентов будет выше, чем от каждого из них. С другой стороны, компоненты могут быть такими, что суммарный баланс может оказаться меньше, чем от каждого компонента в отдельности.

Одним из способов гарантии хорошей симметрии всей системы является задание на каждый компонент допуска, существенно меньшего, чем величина общего допустимого разбаланса системы. Однако этот метод может привести к тому, что разработка будет не самой экономичной.

В несимметричной системе линию передачи сигнала можно сделать симметричной при помощи двух трансформаторов (фиг. 4.6). Поскольку проводники обычно наиболее чувствительны к наводкам, такая схема может быть очень полезна для уменьшения шумов. Кроме того, трансформаторы разрывают все контуры заземления, устраняя тем самым шумы, вызванные наличием разности потенциалов источника и нагрузки.

Развязка по питанию

В большинстве электронных систем источник питания постоянного тока и системы распределения питания являются общими для многих схем. Поэтому очень важно спроектировать систему питания по постоянному току так, чтобы между подключенными к нему схемами не было канала для связи по шумам. Цель системы распределения питания состоит в том, чтобы обеспечить все нагрузки как можно более неизменным напряжением в условиях изменения потребляемых ими токов. Кроме того, любой сигнал переменного тока, возникающий в нагрузке, не должен создавать переменного напряжения на шинах питания.

В идеальном случае источник питания является генератором э. д. с. с нулевым полным сопротивлением. К сожалению, реальные источники питания не обладают нулевым сопротивлением; следовательно, через них могут образовываться связи между подключенными к ним схемами. Дело не только в том, что сами ис-

[1] Для измерения симметрии отдельных схем или компонентов можно воспользоваться там, где это возможно, стандартом, сравнительно недавно предложенным Институтом инженеров по электронике и радиотехнике (IEEE) [9].

точники питания имеют конечное полное сопротивление, в это сопротивление вносят свой вклад и проводники питания. На фиг. 4.7 схематично показана типичная система разводки питания. Источник постоянного тока — батарея, сетевой источник или преобразователь — снабжен предохранителем и соединен с переменной нагрузкой парой проводников. Параллельно нагрузке может быть также подключен шунтирующий конденсатор развязки.

Для детального анализа упрощенную схему фиг. 4.7 необходимо дополнить до схемы, показанной на фиг. 4 8. Здесь $R_г$ — внутреннее сопротивление источника питания, являющееся функцией стабилизирующих свойств источника питания. Резистор R представляет собой сопротивление предохранителя, элементы $R_л$, $L_л$ и $C_л$ — распределенные сопротивление, индуктивность и емкость линии связи, используемой для подключения источника питания к нагрузке; $U_ш$ — генератор напряжения с сосредоточенными параметрами, отображающий шумы, наводимые в проводах от других схем. Шунтирующий конденсатор C обладает паразитными сопротивлением R_C и индуктивностью L_C. Резистор $R_н$ является нагрузкой.

Наведенное напряжение шумов $U_ш$ можно свести к минимуму, воспользовавшись методами, рассмотренными в гл. 2 и 3. Влияние конденсатора развязки обсуждается в одном из следующих разделов. После исключения из схемы на фиг. 4 8 конденсатора C и $U_ш$ получается схема, представленная на фиг. 4.9. Задачу можно еще более упростить, если проводить анализ схемы на фиг. 4 9 в два этапа. Вначале определим статические характеристики системы (или характеристики по постоянному току), а затем ее переходные (шумовые) характеристики.

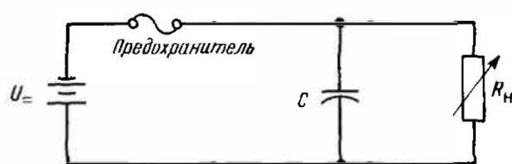
В статике падение напряжения определяется максимальным током в нагрузке и значениями сопротивлений $R_г$, R и $R_л$. Сопротивление $R_г$ можно уменьшить, улучшив стабилизацию источника питания. Сопротивление $R_л$ линии подводки питания есть функция площади поперечного сечения S и длины l проводников, а также удельного сопротивления ρ материала проводников:

$$R_л=\rho\,\frac{l}{S}. \tag{4.7}$$

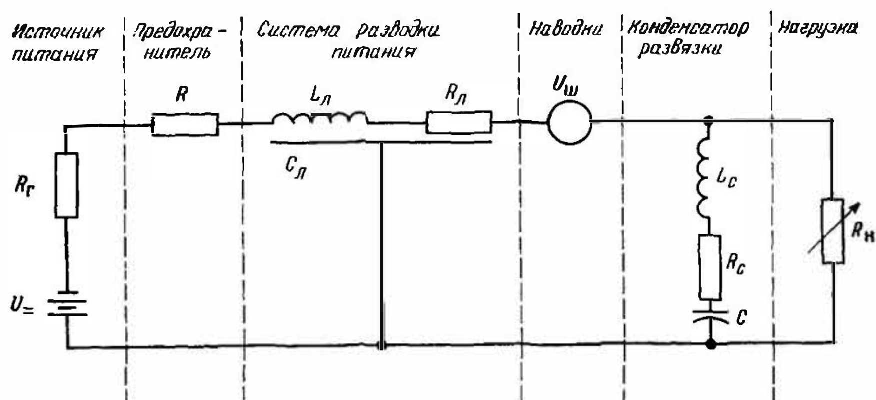
Для меди $\rho=1{,}724\cdot10^{-6}$ Ом·см. Минимальное постоянное напряжение на нагрузке равно

$$U_{н.\,мин}=U_{=\,мин}-I_{н.\,макс}(R_г+R+R_л)_{макс}. \tag{4.8}$$

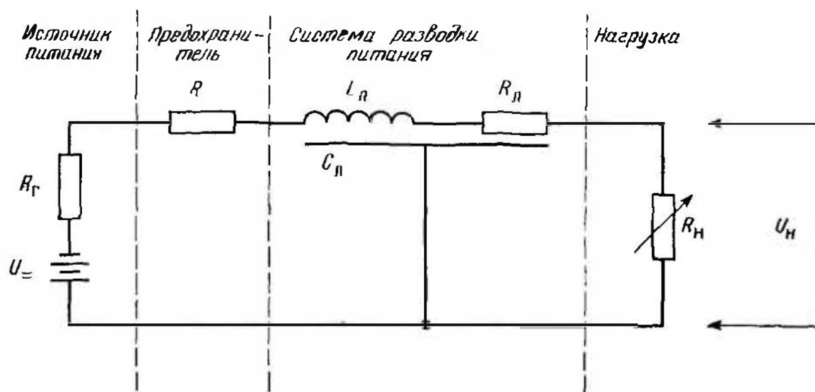
Напряжения переходных шумов в цепи разводки питания возникают при внезапных резких изменениях тока, потребляемого нагрузкой. Если принять, что изменение тока происходит мгновенно, величина результирующего изменения напряжения на на-



Фиг. 4.7. Упрощенная (идеальная) система разводки питания.



Фиг. 4.8. Реальная система распределения питания.



Фиг. 4 9 Схема, представленная на фиг. 4 8, но без конденсатора развязки и напряжения наводок.

грузке будет функцией волнового сопротивления Z_0 линии передачи:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_л}{C_л}}. \tag{4.9}$$

Мгновенное изменение напряжения на нагрузке равно

$$\Delta U_н = \Delta I_н Z_0. \tag{4.10}$$

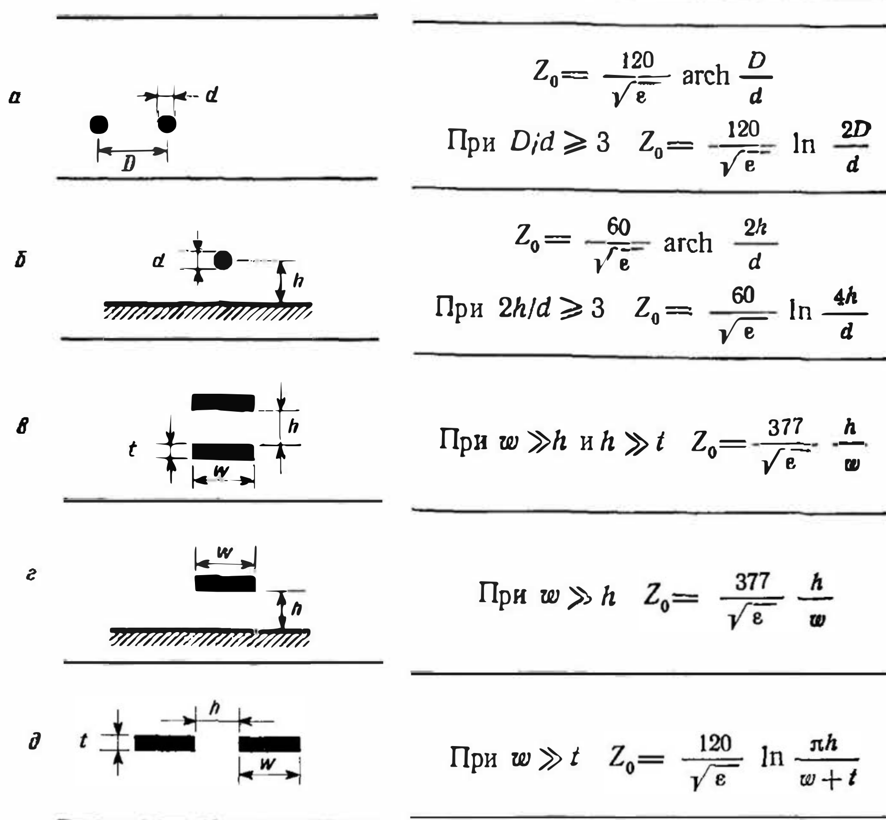
Предположение о мгновенном характере изменения тока выполняется для цифровых схем, но для аналоговых схем оно не всегда справедливо. Однако даже в случае аналоговых схем волновое сопротивление линии разводки питания от источника постоянного тока можно использовать как критерий для сравнения шумовых характеристик различных систем разводки питания. Чтобы получить наилучшие характеристики по шумам, необходимо добиваться как можно меньшего волнового сопротивления линии распределения питания — не более нескольких ом. Из уравнения (4.9) следует, что для этого линия должна иметь большую емкость и малую индуктивность.

Индуктивность можно уменьшить, используя вместо проводника с круглым сечением проводник с прямоугольным поперечным сечением и расположив два таких проводника возможно ближе друг к другу. И то и другое увеличивает также емкость линии; емкость увеличивается и при изоляции проводников материалом с высоким значением диэлектрической проницаемости. На фиг. 4.10

Таблица 4.1

Относительная диэлектрическая проницаемость различных веществ и материалов

Вещество	ε
Воздух	1,0
Полиэтилен вспененный	1,6
Полиэтилен целлюлярный (мелкопористый)	1,8
Тефлон	2,1
Полиэтилен	2,3
Полистирол	2,5
Найлон	3,0
Кремнийорганическая резина	3,1
Поливинилхлорид (ПВХ)	3,5
Эпоксидная смола	3,6
Дельрин	3,7
Эпоксидное стекло	4,7
Майлар	5,0
Полиуретан	7,0



Фиг. 4.10. Полные волновые сопротивления для проводников различной конфигурации.

а — параллельные проводники с круглым сечением; *б* — проводник с круглым сечением над заземляющей плоскостью, *в* — плоские проводники, расположенные параллельно один над другим; *г* — плоский проводник, находящийся над заземляющей плоскостью; *д* — плоские проводники, расположенные параллельно в одной плоскости.

приведены уравнения для определения волнового сопротивления проводников с различной формой сечения при разном взаимном расположении. Эти уравнения можно использовать даже тогда, когда указанные неравенства не выполняются. Однако в этом случае получаются завышенные относительно фактических значения Z_0, поскольку в уравнениях не учитываются краевые эффекты. Значения относительной диэлектрической проницаемости ε различных материалов приводятся в табл. 4.1. Оптимальной была бы линия распределения питания, состоящая из возможно более широких плоских параллельных проводников, расположенных как можно ближе один над другим.

Чтобы продемонстрировать трудности, возникающие при попытке получить систему разводки питания с очень низким импедансом, полезно разобрать несколько численных примеров. Сначала рассмотрим два провода равного круглого сечения, разнесенные на 1,5 диаметра и разделенные диэлектриком из тефлона. Волновое сопротивление равно

$$Z_0 = \frac{120}{2,1^{1/2}} \operatorname{arch} 1,5 = 80 \text{ Ом}.$$

Если бы диэлектриком был воздух, волновое сопротивление составило бы 115 Ом.

В качестве второго примера возьмем два плоских параллельных проводника толщиной 70 мкм и шириной 1,27 мм, расположенных рядом на печатной плате из эпоксидной смолы[1]. Если при этом расстояние между ними равно 1,27 мм, волновое сопротивление составит

$$Z_0 = \frac{120}{3,6^{1/2}} \ln \frac{1,27\pi}{1,34} = 69 \text{ Ом}.$$

При воздушном диэлектрике волновое сопротивление было бы равно 131 Ом. Фактически его величина будет находиться где-то между двумя этими значениями, поскольку на печатной схеме часть поля распространяется по воздуху, а часть — по эпоксидной смоле.

Оба приведенных примера являются обычными для практики, и ни одна из рассмотренных в них конфигурация не обеспечивает очень низкого значения волнового сопротивления линии передачи. Однако если два плоских проводника шириной 6,35 мм расположить один над другим и разделить тонкой (толщиной 127 мкм) майларовой пленкой, волновое сопротивление будет равно

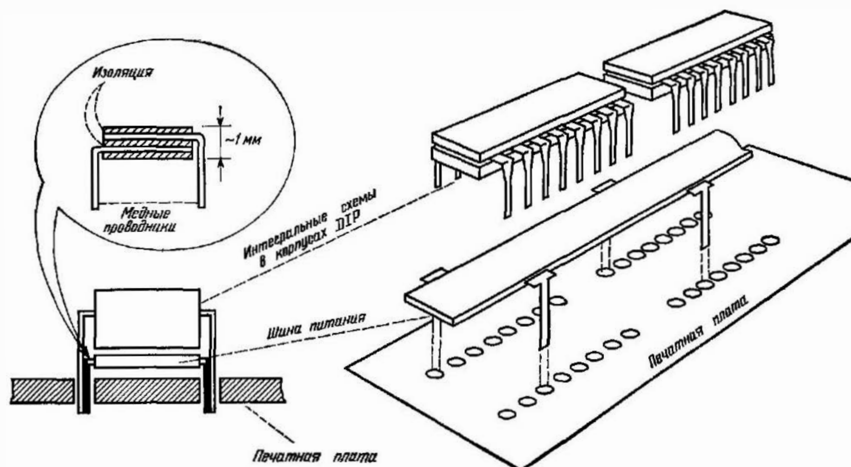
$$Z_0 = \frac{377}{5^{1/2}} \frac{0,127}{6,35} = 3,4 \text{ Ом},$$

т. е. указанная конфигурация проводников обеспечивает линию разводки питания с очень малым волновым сопротивлением. Выпускаемые шины такого типа пригодны для использования с интегральными схемами, размещаемыми на печатных платах (фиг. 4.11).

Трудность создания линии передачи с достаточно малым волновым сопротивлением обычно вынуждает включать на нагрузке между шинами питания развязывающий конденсатор для обеспечения малого импеданса. Хотя эта практика вполне оправдана,

---

[1] Имеется в виду применение эпоксидных смол в качестве наполнителей и защитных покрытий. — *Прим. ред.*

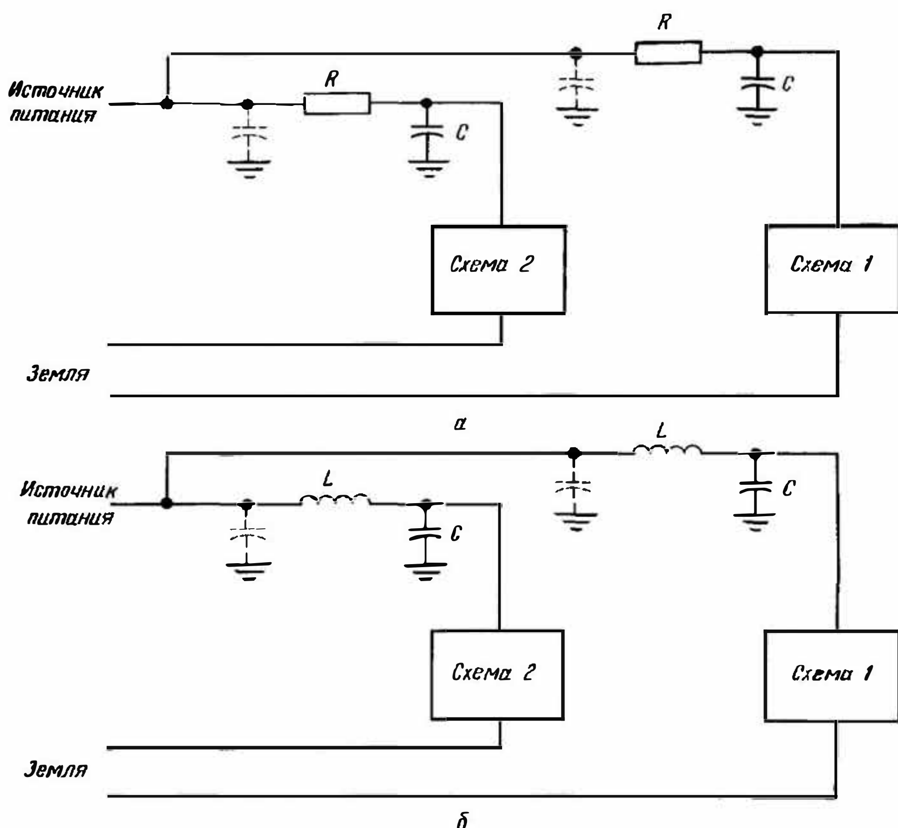


Фиг. 4.11. Использование шин распределения питания, обеспечивающих низкое значение полного сопротивления при работе с интегральными схемами.

однако конденсатор не обеспечивает низкого импеданса на всех частотах из-за наличия у него последовательной индуктивности. Линия же передачи, если она спроектирована правильно, сохраняет низкий импеданс даже на высоких частотах.

Развязывающие фильтры

Поскольку источник питания вместе с системой его разводки не является идеальным источником напряжения, хорошим правилом является обеспечение некоторой развязки в каждой схеме или группе схем для уменьшения связи по шумам через систему питания. Это особенно важно, когда источник питания и система его разводки не попадают в сферу деятельности разработчика схемы со значительным потреблением мощности.



Фиг. 4.12. Развязка схем при помощи резистивно-емкостных (*а*) и индуктивно-емкостных (*б*) фильтров.

Для изоляции схемы от источника питания, исключения связи между схемами и отвода шумов источника питания от схемы можно использовать резистивно-емкостные и индуктивно-емкостные цепи развязки. Две такие структуры представлены на фиг. 4.12, где конденсаторы, показанные штриховыми линиями, во внимание пока не принимаются. При использовании RC-фильтра (фиг. 4.12, *а*) падение напряжения на резисторе приводит к тому, что напряжение питания уменьшается. Это падение напряжения обычно ограничивает степень фильтрации, достижимую при такой конфигурации.

LC-фильтр на фиг. 4.12, *б* обеспечивает лучшую фильтрацию, особенно на высоких частотах, при тех же потерях напряжения питания. Однако LC-фильтр имеет резонансную частоту

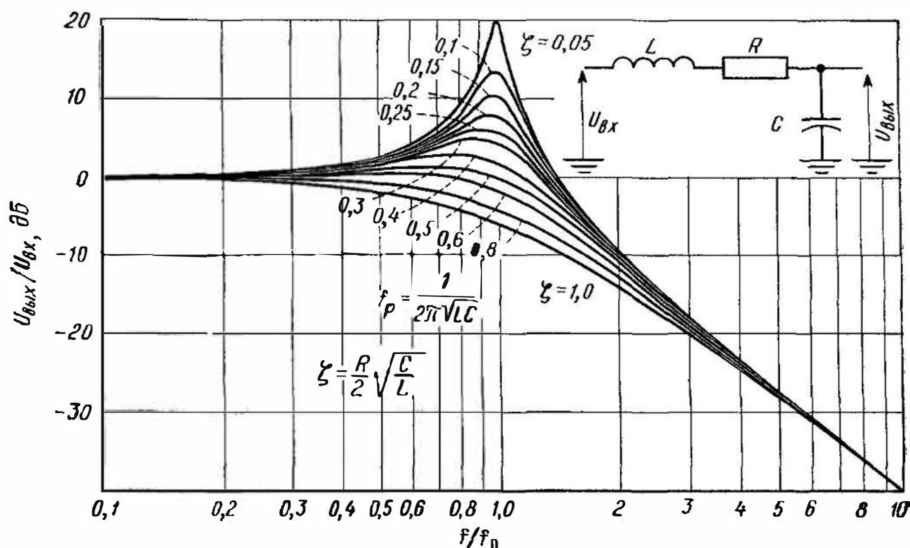
$$f_р = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \tag{4.11}$$

на которой сигнал на выходе фильтра может быть больше, чем в случае, если бы фильтр отсутствовал. Необходимо принять меры, чтобы эта резонансная частота была значительно ниже полосы пропускания схемы, подключенной к фильтру. Коэффициент передачи LC-фильтра на резонансной частоте обратно пропорционален декременту затухания:

$$\zeta = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}, \tag{4.12}$$

где R — активное сопротивление индуктивности. Характеристика LC-фильтра вблизи частоты резонанса показана на фиг. 4.13. Чтобы ограничить усиление вблизи резонансной частоты на уровне 2 дБ, декремент затухания должен быть не менее 0,5. При необходимости увеличить затухание последовательно с индуктивностью можно включить дополнительное сопротивление. Применяемая катушка индуктивности должна также пропускать необходимый для схемы постоянный ток, не входя при этом в насыщение. В каждую секцию для улучшения фильтрации шумов, поступающих из схемы обратно в источник питания, можно включить дополнительный конденсатор так, как показано штриховыми линиями на фиг. 4.12. Это превращает фильтр в П-образную цепь. С точки зрения шумов рассеивающий фильтр, подобный показанному на фиг. 4.12, *а* RC-фильтру, предпочтительнее реактивного фильтра типа LC-фильтра на фиг. 4.12, *б*. В рассеивающем фильтре нежелательные шумы превращаются в тепло и как источник шумов устраняются. В реактивном же фильтре напряжение шумов только возвращается обратно. Вместо того чтобы рассеиваться на нагрузке, шумы выделяются на индуктивности, откуда они

могут излучаться и создать трудности для работы какой-нибудь другой части схемы. Для устранения излучения может потребоваться экранирование индуктивности.

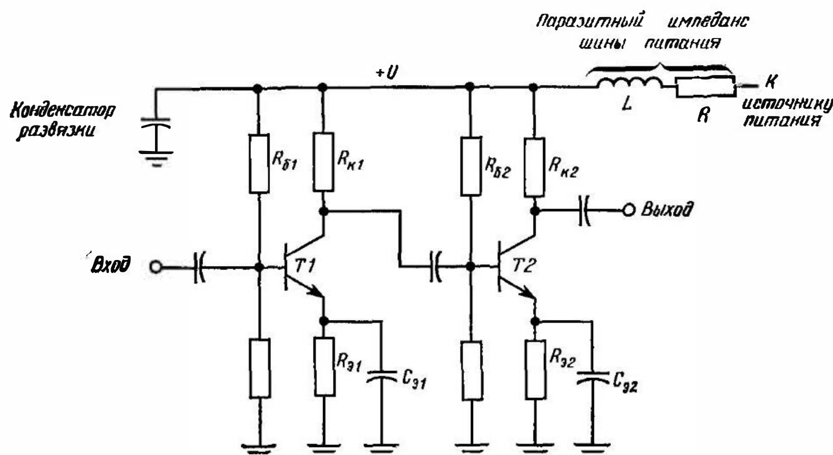


Фиг. 4.13. Влияние декремента затухания на проходную характеристику фильтра.

Развязка усилителя

Даже в том случае, если к источнику питания подключен только один усилитель, необходимо принимать во внимание выходное сопротивление источника питания. На фиг. 4.14 показана схема типичного двухкаскадного транзисторного усилителя. При анализе этой схемы предполагается, что импеданс по переменному току между шиной питания и землей равен нулю. Это трудно обеспечить (поскольку источник питания и его провода обладают сопротивлением и индуктивностью), если не включить между шиной питания и землей усилителя развязывающий конденсатор. Последний должен играть роль короткозамкнутой цепи во всем диапазоне частот, на которых усилитель обеспечивает усиление. Этот диапазон может быть намного шире частотного диапазона сигнала, который требуется усилить. Если такая короткозамкнутая цепь между зажимами питания усилителя не введена, усиленное схемой напряжение может выделяться на шине питания. Это напряжение сигнала с шины питания может затем поступать обратно на вход усилителя через резистор $R_{б1}$, и при этом возможно самовозбуждение усилителя.

Особенно склонен к высокочастотному самовозбуждению, вызываемому недостаточной развязкой по питанию, эмиттерный повторитель, работающий на емкостную нагрузку, такую, как линия передачи[1] (фиг. 4.15). Импеданс в цепи коллектора $Z_к$, включающий паразитную индуктивность шин питания, увеличивается с частотой, а импеданс в цепи эмиттера $Z_э$ с частотой уменьшается из-за емкости кабеля. Поэтому на высоких частотах коэффициент



Фиг. 4.14. Развязка по питанию двухкаскадного транзисторного усилителя.

усиления напряжения по коллекторной цепи транзистора будет велик:

$$K_u \approx \frac{Z_к}{Z_э}. \qquad (4.13)$$

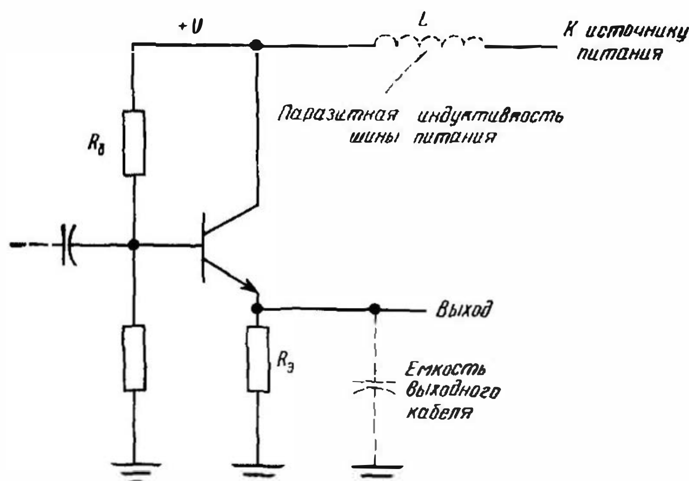
В каскаде возникает обратная связь по переменному току через базовый резистор $R_б$, которая может привести к самовозбуждению. Если предыдущие каскады усилителя подключены к той же шине питания, обратная связь может охватывать и предыдущие каскады, и тогда возможность самовозбуждения увеличивается. Самовозбуждение часто зависит от того, подключен или нет выходной кабель, поскольку кабель влияет на емкость в цепи эмиттера, а тем самым и на коэффициент усиления и сдвиг по фазе, создаваемый транзистором на высоких частотах.

Чтобы исключить влияние паразитной индуктивности провода питания, необходимо обеспечить хорошее заземление по высокой

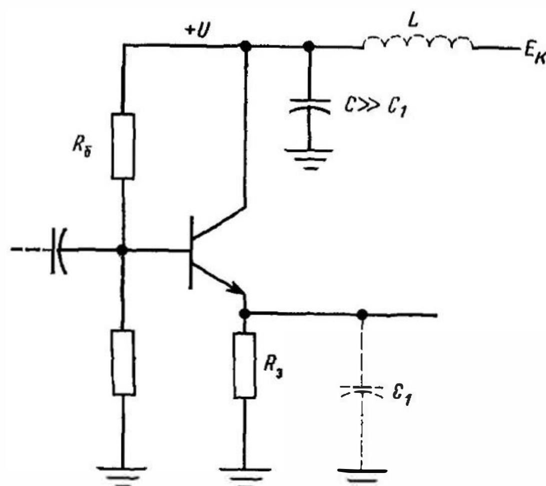
---

[1] Даже при нулевом сопротивлении источника питания эмиттерный повторитель с емкостной нагрузкой может возбуждаться при его неправильном проектировании [10, стр. 264—269].

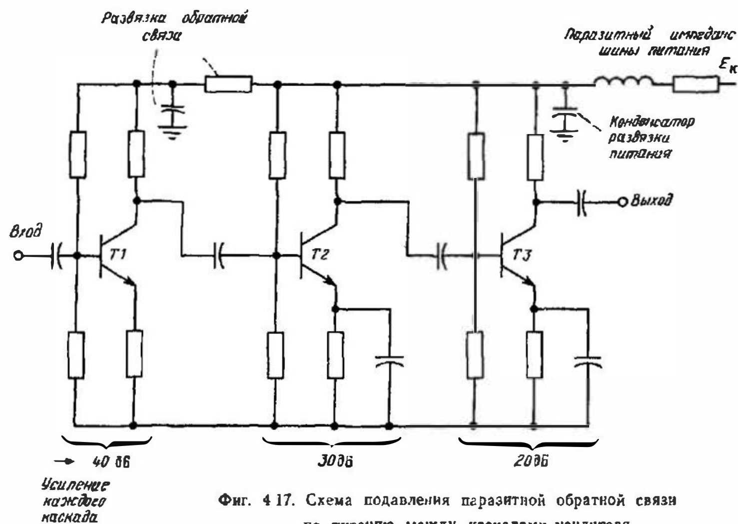
частоте зажима питания усилителя. Это можно осуществить, включив в усилителе между проводом питания и землей (по высокой частоте) конденсатор (фиг. 4.16). Емкость этого конденсатора должна быть значительно больше максимального значения емкости в цепи эмиттера C_1. Это явится гарантией того, что на высоких частотах коэффициент усиления транзистора со стороны коллектора будет всегда меньше единицы.



Фиг. 4.15. Эмиттерный повторитель, работающий на емкостную нагрузку.



Фиг. 4 16 Эмиттерный повторитель с развязкой по питанию.



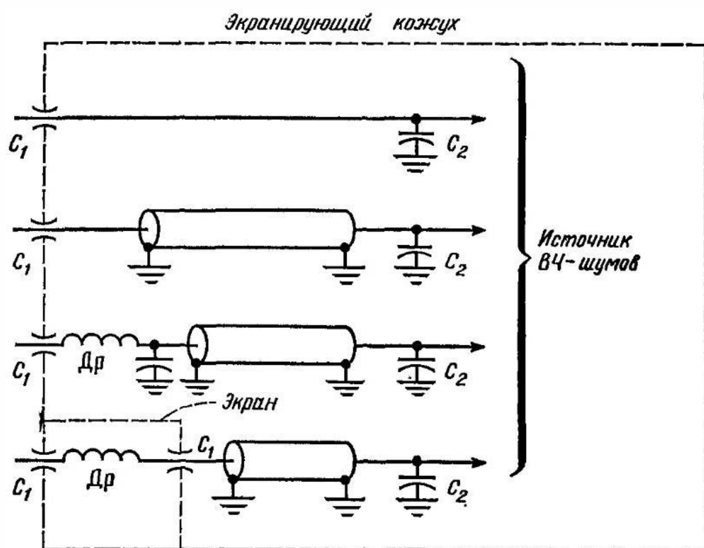
Фиг. 4 17. Схема подавления паразитной обратной связи по питанию между каскадами усилителя.

Даже включение конденсатора между зажимами питания усилителя не дает гарантии того, что полное сопротивление будет нулевым. Поэтому некоторый сигнал всегда будет поступать через шину питания обратно на вход схемы. В усилителе с коэффициентом усиления, меньшим 60 дБ, эта обратная связь обычно недостаточна для того, чтобы вызвать самовозбуждение. В усилителях с бо́льшим коэффициентом усиления обратная связь с выхода на вход через источник питания часто приводит к генерации. Обратную связь можно устранить при помощи *RC*-фильтра, включенного в шину питания первого каскада (фиг. 4.17). То, что на резисторе падает постоянное напряжение, не является недостатком, поскольку первый каскад работает с сигналами малого уровня и для него не требуется слишком большого напряжения питания.

Высокочастотная фильтрация

Часто для того, чтобы предотвратить излучение шумов от «шумящих», или высокочастотных, схем, в качестве экранов используют металлические отсеки (кожухи). Чтобы эти экраны были эффективны, ко всем проводам, входящим в отсек или выходящим из него, следует подключать фильтры для защиты этих проводов от шумов, наводимых на них за пределами экрана. На звуковой частоте достаточно обычных развязывающих фильтров, подобных описанным выше фильтрам источников питания. Но, чтобы гарантировать эффективность фильтра на высоких частотах, необходимо принимать специальные меры. В тех местах, где проводник проходит сквозь экран, следует использовать проходные конденсаторы[1], а между проводником и землей на конце цепи необходимо включать слюдяной или керамический конденсатор с короткими выводами. Такое соединение, а также три других способа фильтрации шины питания для высокочастотных схем показаны на фиг. 4.18. Экранирование проводника внутри отсека уменьшает шумы, наводимые на проводник. Дополнительную фильтрацию можно обеспечить при помощи П-образного *CLC*-фильтра, состоящего из двух конденсаторов и одной индуктивности (радиочастотный дроссель). Этот П-образный фильтр можно улучшить, поместив дроссель в отдельный экран, расположенный внутри экранирующего кожуха, с тем чтобы изолировать его от шумовых наводок. Во всех описанных выше фильтрах выводы конденсаторов и проводники, заземляющие экраны, следует делать как можно короче.

[1] Эти конденсаторы рассматриваются в гл. 5.



Фиг. 4.18. Различные способы высокочастотной фильтрации.

C_1 — проходной конденсатор; C_2 — слюдяной или керамический конденсатор; *Др* — дроссель радиочастоты.

Полоса пропускания системы

Один простой, но часто выпадающий из поля зрения разработчика метод уменьшения шумов в системе заключается в ограничении полосы пропускания системы до значения, соответствующего сигналу. При использовании схемы, полоса пропускания которой больше полосы сигнала, создаются условия для проникновения шумов в схему на дополнительных частотах. Тот же принцип применим и в случае цифровых логических схем. Генерация высокочастотных помех быстродействующими логическими схемами более вероятна, чем схемами с малым быстродействием.

Модуляция и кодирование

Чувствительность системы к помехам зависит не только от экранирования, заземления и т. п., но также и от используемой системы модуляции или кодирования сигнала. Таким системам модуляции, как амплитудная, частотная и фазовая, присуще свойство помехозащищенности. Так, например, система с частотной модуляцией имеет очень слабую восприимчивость к амплитудным помехам. Для увеличения помехозащищенности можно использовать цифровые методы обработки сигнала, например амплитудно-

импульсное, широтно-импульсное и частотно-импульсное кодирование. Преимущества различных систем кодирования и модуляции достаточно полно освещены в литературе [14—16], и повторять их здесь мы не будем.

Цифровые схемы

Хотя все рассмотренные выше методы шумоподавления применимы как к аналоговым (линейным), так и к цифровым схемам, полезно посмотреть, как некоторые особенности последних влияют на шумовые характеристики схемы. Интегральные логические вентили, потребляющие постоянный ток всего лишь в несколько миллиампер, на первый взгляд не представляются источниками серьезных помех. Однако, если учесть высокую скорость их переключения, проблема становится очевидной. Так, например, типичный вентиль ТТЛ (транзисторно-транзисторная логика) потребляет в состоянии «включен» постоянный ток 5 мА и в состоянии «выключен» 1 мА. Изменение тока при переключении составляет всего лишь 4 мА, но оно происходит за 5 нс. Если провод питания имеет индуктивность 0,5 мкГ, при изменении состояния одного вентиля на проводнике питания возникает напряжение шумов

$$U = L\frac{di}{dt} = 0{,}5\cdot 10^{-6}\,\frac{4\cdot 10^{-3}}{5\cdot 10^{-9}} = 0{,}4\ \text{В}. \qquad (4.14)$$

Если умножить эту величину на большое число вентилей, составляющих типичную систему, и если принять во внимание, что такие логические схемы питаются от источника напряжением всего 5 В, становится очевидным, что эти шумы могут составить серьезную проблему.

Когда разработчик имеет дело с импульсными и цифровыми схемами, ему полезно иметь хотя бы приблизительное представление о частотном спектре импульсных сигналов. Если известна длительность фронта импульса $t_ф$, то для оценки максимальной эквивалентной частоты полезно следующее выражение:

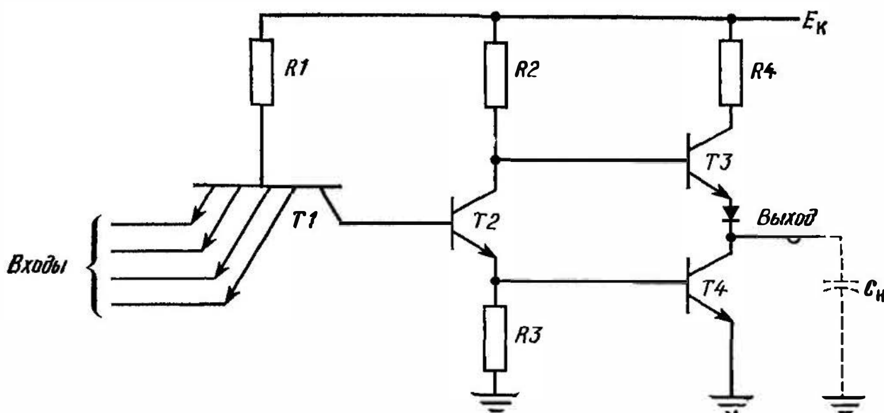
$$f_{макс} \approx \frac{1}{2\pi t_ф}. \qquad (4.15)$$

В качестве примера укажем, что время переключения 5 нс эквивалентно максимальной частоте 31,8 МГц. Фактический частотный спектр импульса зависит от формы импульса. Для неповторяющихся (одиночных) импульсов спектр содержит все частоты от 0 до $f_{макс}$. Спектр повторяющихся импульсов содержит все частоты, находящиеся в диапазоне от частоты повторения до $f_{макс}$.

На фиг. 4.19 приведена основная схема ТТЛ-вентиля. При заземлении одного из входов транзистор $T1$ открывается, запирая

транзисторы $T2$ и $T4$. Транзистор $T3$ открывается током, проходящим через $R2$. Транзистор $T3$ усиливает этот ток и выдает в нагрузку $C_н$ зарядный ток, ограниченный только сопротивлением $R4$. Чтобы обеспечить быстрое переключение, сопротивление резистора $R4$ выбирается малым (обычно 50—500 Ом).

Выход схемы при включении выходных транзисторов $T3$ и $T4$ так, как показано на фиг. 4.19, называется столбовым. Этот спо-



Фиг. 4.19. Основная схема ТТЛ-вентиля со столбовой конфигурацией выхода.

соб включения создает одну из основных проблем шумов, связанных с логическими устройствами ТТЛ. Когда выход находится в состоянии «1», транзистор $T3$ открыт, а $T4$ — закрыт. И наоборот, когда на выходе логический «0», транзистор $T3$ закрыт, а $T4$ — открыт. В обоих этих состояниях полное сопротивление между шиной $E_к$ и землей велико. Однако при переключении вентиля из одного состояния в другое в течение короткого времени оба транзистора $T3$ и $T4$ оказываются открытыми. Это приводит к тому, что импеданс между шиной питания $E_к$ и землей становится в это время малым, что вызывает всплеск тока питания величиной от 10 до 100 мА каждый раз при изменении состояния схемы. Если вблизи вентиля нет дополнительного источника заряда, такого, как конденсатор, при этом будут наблюдаться всплески напряжения питания, нарушающие работу схемы. Это относится не только к ТТЛ, но и к любым другим схемам, в которых используется столбовая схема выхода.

Всплески тока и большие зарядные токи необходимы при емкостных нагрузках, поэтому *к каждому корпусу интегральной схемы требуется подключать конденсаторы высокочастотной раз-*

вязки[1]. В типичных случаях на корпусы ставят конденсаторы емкостью 0,01—0,02 мкФ; их следует располагать рядом с корпусами, а не группировать вместе в одной точке печатной платы. Однако для корпусов, которые расположены на печатной плате рядом друг с другом, можно использовать один конденсатор на несколько (до пяти) корпусов. Кроме того, на каждой печатной плате в месте ввода шин питания следует также ставить дополнительный конденсатор развязки питания емкостью 10—100 мкФ. Провода разводки питания необходимо прокладывать таким образом, чтобы линия передачи имела возможно меньший импеданс; в этом случае может оказаться полезной шинная сборка, показанная на фиг. 4.11. Во избежание «звона»[2] в схеме соединительные сигнальные проводники между вентилями должны иметь длину не более 15 см. Поскольку быстродействующие логические схемы генерируют высокочастотные колебания, с ними следует обращаться как с высокочастотными схемами. *Каждая печатная плата, содержащая большое число логических схем, должна иметь хорошее заземление.* Заземлением может служить либо шина, обладающая малым сопротивлением, либо заземляющая поверхность, покрывающая не менее 60% площади печатной платы. Заземляющая поверхность обеспечивает малую индуктивность возвратной земли питания и создает возможность получения постоянных полных сопротивлений сигнальных линий межсоединений. Шины питания, применяемые для логики такого типа, следует делать как можно более широкими (не менее 2,5 мм), чтобы свести к минимуму их индуктивность. Надо избегать образования контуров заземления на печатной плате или вне ее.

Чтобы предотвратить нежелательные переключения и генерацию шумов, все незадействованные входы следует подключить к источнику опорного напряжения, а не оставлять их свободными. Обычно эти входы подключаются либо через последовательное сопротивление к положительному источнику питания, либо к земле.

В табл. 4.2 приведены типичные характеристики различных семейств цифровых интегральных логических схем. В колонке «генерация шумов» схемы оцениваются с точки зрения излучаемых и наводимых шумов. Больше всего шумов генерируют логические схемы ТТЛ, меньше всего — логические схемы с высоким порогом (ВПЛ). Скорость переключения вентиля пропорциональна задержке распространения сигнала, указанной в табл. 4.2. Наибольшим быстродействием обладают ЭСЛ-схемы, наименьшим —

[1] Емкостные нагрузки присутствуют всегда, хотя бы из-за наличия монтажных и других паразитных емкостей. — *Прим. ред.*

[2] «Звон» — колебания выходного напряжения около конечного установившегося значения после резкого переключения схемы. — *Прим. перев.*

Таблица 4.2

Типичные характеристики цифровых логических схем различных классов

Класс	Время задержки распространения сигнала, нс	Напряжение питания, В	Запас помехоустойчивости, В	Генерация шумов
Эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ)	3	5	0,2	Низкая — средняя
Транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ)	10	5	1,0	Высокая
Резисторно-транзисторная логика (РТЛ)	25	4	0,5	Средняя
Диодно-транзисторная логика (ДТЛ)	30	5	1,0	»
Комплементарная МОП-логика (КМОП)	35	16	7,0	Средняя — высокая
Высокопороговая логика (ВПЛ)	85	15	6,0	Низкая

ВПЛ. В общем, чем выше скорость переключения, тем больше уровень шумов. Однако в случае ЭСЛ-схем это не так. Из-за симметричной конфигурации схемы вентиля его ток питания один и тот же как в открытом, так и в закрытом состоянии. При переключении вентиля ток не изменяется, и поэтому генерация шумов мала. Широко применяемые ТТЛ-схемы незначительно уступают ЭСЛ-схемам в быстродействии, но генерируют приблизительно в 10 раз большие шумы.

Еще одна важная характеристика цифровых логических схем— их чувствительность к сигналам шумов. Приведенные в табл. 4.2 данные по запасу помехоустойчивости по постоянному току определяются как величина импульсного напряжения шумов, подача которого на вход вентиля при логическом уровне с наименьшим порогом срабатывания вызывает переключение вентиля. Этот запас помехоустойчивости справедлив для импульсов шумов с длительностью, превышающей задержку распространения сигнала в логической схеме. Для импульсов шумов с длительностью, меньшей задержки распространения, запас помехоустойчивости будет выше, чем приведенный в таблице. Наиболее чувствительны к шумам схемы РТЛ, наименее чувствительны — схемы ВПЛ и КМОП-логики.

Выводы

- В симметричных системах должны быть сбалансированы как активные, так и реактивные сопротивления.
- Чем лучше баланс, тем меньше шумов будет проникать в систему.

● Для обеспечения дополнительного шумоподавления симметрирование можно применять совместно с экранированием.
● Чем меньше волновое сопротивление цепи разводки питания постоянного тока, тем меньше связь по шумам через эту цепь.
● Поскольку большинство шин питания не обеспечивает малого полного сопротивления, каждая нагрузка должна быть шунтирована развязывающим конденсатором.
● С точки зрения шумов рассеивающий фильтр предпочтительнее реактивного.
● С целью минимизации шумов полосу пропускания системы следует ограничивать до полосы, необходимой для передачи сигнала.
● Быстродействующие цифровые логические схемы из-за высокой скорости их переключения могут быть источником магнитных полей, создающих помехи.
● Цифровые логические схемы со столбовой конфигурацией выхода во время переключения создают для источника питания цепь с малым импедансом.
● У каждого корпуса ИС цифровой логики между шинами питания следует ставить конденсаторы высокочастотной развязки.
● Печатные схемы с большим числом корпусов логических ИС должны иметь хорошее заземление.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Alfke P., Larsen I., The TTL Application Handbook, Ch. 15 (TTL Characteristics), Fairchild Semiconductor, Mountain View, California, August 1973.
2. Allan A., Noise Immunity Comparison of CMOS Versus Popular Bipolar Logic Families, Motorola Application Note AN-707, 1973.
3. Balph T., Avoid ECL 10 000 Wiring Problems, *Electronic Design* (September 1972).
4. Balph T., Use ECL 10 000 Layout Rules, *Electronic Design* (August 1972).
5. Boaen V., Designing Logic Circuits for High Noise Immunity, *IEEE Spectrum* (January 1973).
6. Buchman A. S., Noise Control in Low Level Data Systems, *Electromechanical Design* (September 1962).
7. Costa D. P., RFI Suppression, Part II, *Electromechanical Design*, **11** (December 1967).
8. Ficchi R. O., Practical Design for Electromagnetic Compatibility, Hayden Book Co., New York, 1971.
9. Guzik S. W., McLellan D. W., A Proposed Standard Method of Measurement of Longitudinal Balance of Telephone System Components, National Telecommunications Conference, San Diego, California, 1974.
10. Joyce M. V., Clarke K. K., Transistor Circuit Analysis, Addison-Wesley, Reading, Massachusettes, 1961.
11. Maul L., ECL 10 000 Layout and Loading Rules, *EDN* (August 1973).
12. Maul L., Use ECL for Your High-Speed Designs, *EDN* (20 July 1973).
13. Nalle D., Elimination of Noice in Low Level Circuits, *ISA Journal*, **12** (August 1965).

14. Panter P. F., Modulation, Noise and Spectral Analysis, McGraw-Hill, New York, 1965.
15. Schwartz M., Information Transmission, Modulation and Noice, Second Edition, McGraw-Hill, New York, 1970.
16. Schwartz M., Bennett W. R., Stein S., Communication Systems and Techniques, McGraw-Hill, New York, 1966.
17. White D. R. J., Electromagnetic Interference and Compatibility, Vol. 3 (EMI Control Methods and Techniques), Don White Consultants, Germantown, Maryland, 1973. (Русский перевод: см. в списке литературы к гл. 1 [6].)

Глава 5

ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Поскольку реальные пассивные элементы не являются «идеальными», их характеристики отличаются от характеристик «теоретических» элементов. Понимание этих отклонений важно при определении правильного применения различных элементов. Данная глава посвящена тем характеристикам пассивных электронных компонентов, которые влияют на их шумовые параметры или на их использование в схемотехнике шумоподавления.

Конденсаторы

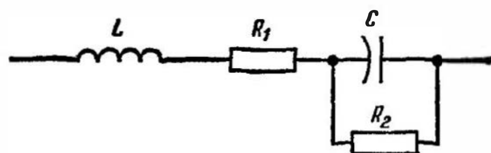
Конденсаторы наиболее часто делятся на категории по материалу диэлектрика, из которого они изготовлены. Конденсаторы различных типов имеют характеристики, делающие их пригодными для одних и непригодными для других применений. Реальный конденсатор не является чистой емкостью, а обладает также, как показано на эквивалентной схеме фиг. 5.1, сопротивлением и индуктивностью. Индуктивность L создается как выводами, так и структурой самого конденсатора; R_2 является сопротивлением параллельной утечки, и его величина зависит от объемного удельного сопротивления материала диэлектрика; R_1 — эффективное (действующее) последовательное сопротивление конденсатора, зависящее от тангенса угла потерь диэлектрика конденсатора.

Одним из наиболее важных соображений при выборе типа конденсатора является его рабочая частота. Максимальная частота, на которой конденсатор эффективно работает, ограничивается обычно индуктивностью конденсатора и его выводов. На некоторой частоте конденсатор имеет собственный резонанс со своей индуктивностью. На частотах выше частоты собственного резонанса конденсатор имеет индуктивное сопротивление, увеличивающееся с частотой. На фиг. 5.2 представлено частотное изменение импеданса бумажного конденсатора емкостью 0,1 мкФ с собственной резонансной частотой ~2,5 МГц.

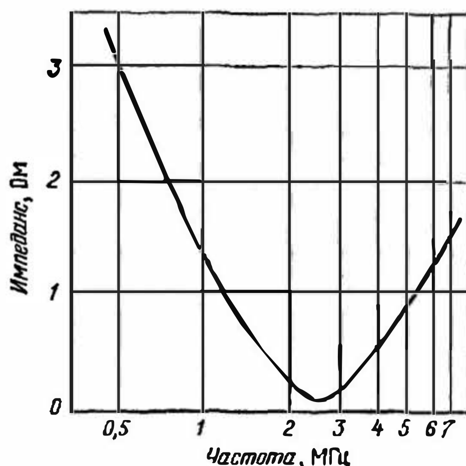
На фиг. 5.3 указаны приблизительные диапазоны частот, в которых можно использовать конденсаторы различных типов. Верхний частотный предел определяется собственным резонансом конденсатора или увеличением тангенса угла потерь на высоких ча-

стотах. Нижняя граница определяется наибольшим достижимым на практике значением емкости.

Основным преимуществом электролитического конденсатора является большая емкость, которую можно получить в малом корпусе. Емкость, приходящаяся на единицу объема, для электроли-



Фиг. 5.1. Эквивалентная схема конденсатора.

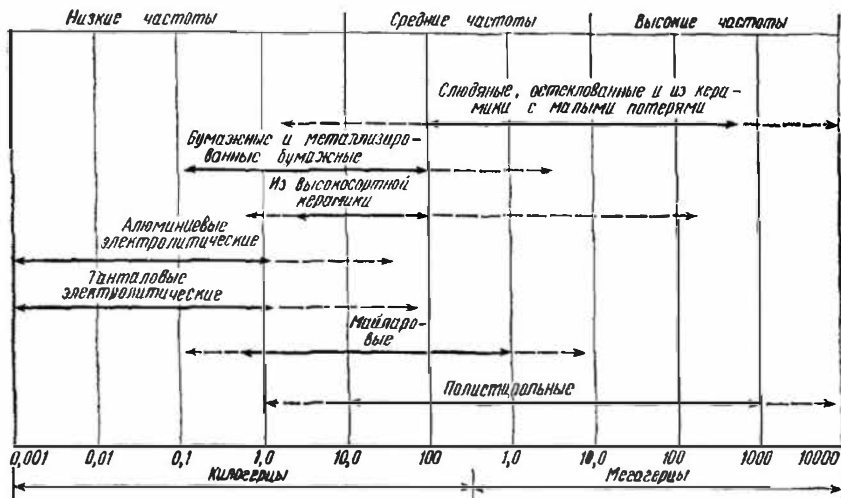


Фиг. 5.2. Частотная характеристика полного сопротивления бумажного конденсатора емкостью 0,1 мкФ.

тических конденсаторов больше, чем для конденсаторов любого другого типа. Однако алюминиевый электролитический конденсатор может иметь последовательное сопротивление 1 Ом (типичное значение ~0,1 Ом). Величина последовательного сопротивления увеличивается с ростом частоты (из-за потерь в диэлектрике) и уменьшением температуры. При —40 °С последовательное сопротивление может в 10—100 раз превышать значение, которое оно имеет при 25 °С. Из-за больших размеров алюминиевые электролитические конденсаторы имеют также большую индуктивность. Поэтому они являются низкочастотными конденсаторами, и их не следует применять на частотах выше 25 кГц. Наиболее часто они используются для фильтрации, шунтирования и развязки на низких частотах. При использовании на высоких частотах их не-

обходимо шунтировать конденсатором малой емкости с малой индуктивностью.

Одним из недостатков электролитических конденсаторов является то, что они поляризованы и на них необходимо поддерживать постоянное напряжение соответствующей полярности. Для увеличения срока службы эти конденсаторы должны работать под напряжением, не превышающим 80% максимально допустимого паспортного значения рабочего напряжения. Уменьшение рабоче-



Фиг. 5.3. Примерные диапазоны рабочих частот конденсаторов различных типов.
Штриховые линии указывают на отклонение диапазонов рабочих частот у конденсаторов различной конструкции, емкости и т. д.

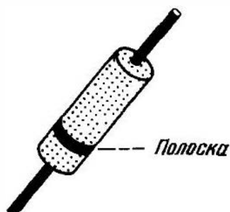
го напряжения ниже этой величины не обеспечивает увеличения надежности. Соединив два полярных конденсатора одинаковой емкости встречно-последовательно, можно получить неполярный конденсатор. Результирующая емкость такого конденсатора равна половине емкости отдельного конденсатора, а допустимое напряжение — допустимому напряжению отдельного конденсатора.

При использовании электролитических конденсаторов в цепях переменного или пульсирующего постоянного тока напряжение пульсаций не должно превышать максимально допустимого значения, в противном случае конденсатор будет перегреваться. Обычно максимальное напряжение пульсаций оговаривается на частоте 120 Гц[1], типичной для работы конденсатора в качестве

[1] Для частоты сети 60 Гц. В СССР частота сети составляет 50 Гц и максимальное напряжение пульсаций оговаривается на частоте 100 Гц. — *Прим. перев.*

фильтрующего в схеме двухполупериодного выпрямителя. Температура является основной причиной старения, и поэтому электролитические конденсаторы никогда не следует использовать при температуре, превышающей рекомендованные для них значения.

Характеристики сухих танталовых электролитических конденсаторов аналогичны характеристикам алюминиевых электролитических конденсаторов. Однако последовательное сопротивление у них меньше, а емкость на единицу объема больше, чем у последних.



Фиг. 5.4. Трубчатый конденсатор с маркировочной полоской со стороны вывода, соединенного с внешней обкладкой конденсатора (этот вывод следует подключать к земле).

Некоторые из твердотельных танталовых конденсаторов имеют достаточно малую индуктивность и могут применяться на несколько более высоких частотах, чем алюминиевые электролитические конденсаторы. В общем они более стабильны во времени по отношению к изменениям температуры и при ударных нагрузках, чем алюминиевые конденсаторы.

Бумажные и майларовые конденсаторы имеют намного меньшее, чем электролитические конденсаторы, последовательное сопротивление, но их индуктивность все еще остается относительно большой. Емкость на единицу объема этих конденсаторов меньше, чем у электролитических, и они обычно имеют величину емкости до нескольких микрофарад. Это среднечастотные конденсаторы, работающие на частотах до нескольких мегагерц. Бумажные и майларовые конденсаторы используются обычно для фильтрации, шунтирования и развязки, а также во времязадающих цепях и цепях шумоподавления.

Цилиндрические конденсаторы, такие, как бумажные или майларовые, обычно имеют кольцевую полоску с одного конца (фиг. 5.4). Вывод с маркированной стороны подключен к внешней обкладке конденсатора. Там, где это возможно, данный вывод следует подключать к земле или к общей точке схемы. При этом внешняя обкладка конденсатора может служить экраном, уменьшающим излучение электрического поля от конденсатора.

Слюдяные и керамические конденсаторы имеют очень малые последовательные сопротивление и индуктивность. Это высокочас-

тотные конденсаторы, и применяются они до частоты ~500 МГц при условии, что выводы будут сделаны как можно короче. Эти конденсаторы обычно используются для высокочастотной фильтрации, шунтирования, как разделительные, времязадающие элементы и для частотного разделения. Они обычно очень стабильны во времени, при изменении температуры и напряжения.

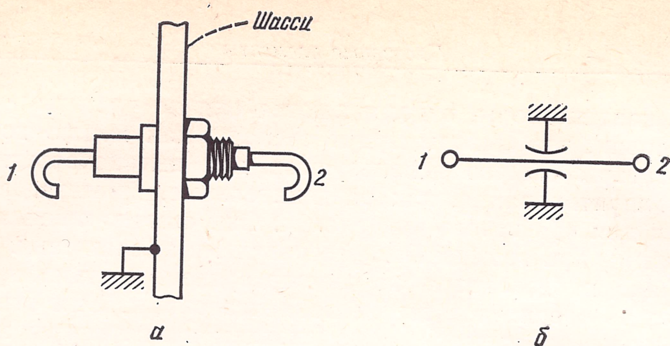
Однако конденсаторы из высокосортной[1] керамики являются всего лишь среднечастотными конденсаторами. Они относительно нестабильны во времени, с изменением температуры и частоты. Их основным преимуществом является высокое по сравнению со стандартными керамическими конденсаторами значение емкости на единицу объема. Применяют их обычно для шунтирования, блокировки и развязки. Один из недостатков этих конденсаторов состоит в том, что переходные напряжения могут вызвать их повреждение. Поэтому не рекомендуется использовать их в качестве шунтирующих конденсаторов, включенных непосредственно между шинами источника питания с низким импедансом.

Полистирольные конденсаторы обладают исключительно малым последовательным сопротивлением и имеют очень стабильную характеристику емкость — частота. Из всех перечисленных типов конденсаторов они наиболее близки к идеальному конденсатору. Типичные области применения — фильтрация, шунтирование, развязка, времязадающие цепи и шумоподавление.

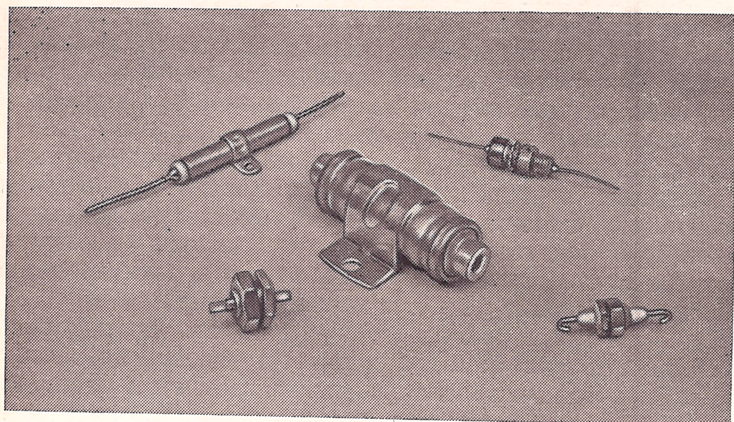
Ни один из типов конденсаторов не обеспечивает удовлетворительной фильтрации во всем диапазоне от звуковых частот до СВЧ. Чтобы обеспечить фильтрацию во всем этом частотном диапазоне, обычно требуется включать параллельно два различных конденсатора. Электролитический конденсатор, поскольку он имеет большую емкость, используется для низкочастотной фильтрации. Параллельно ему можно включить слюдяной или керамический конденсатор малой емкости с малой индуктивностью для обеспечения малого импеданса на высоких частотах.

Влияние длины выводов и емкости конденсатора на частоту собственного резонанса керамического конденсатора малой емкости отражено в табл. 5.1. Ясно, что на высоких частотах желательно применять конденсатор с наименьшей возможной емкостью, поскольку частота его собственного резонанса будет выше. Частоту резонанса можно увеличить, применяя проходной конденсатор, предназначенный для монтажа на поверхности металлического шасси или для сквозной установки на нем. На фиг. 5.5 показан такой конденсатор, смонтированный на шасси или экране, а также его обычное обозначение на схемах. У такого конденсатора используется емкость между выводами и корпусом. Некоторые

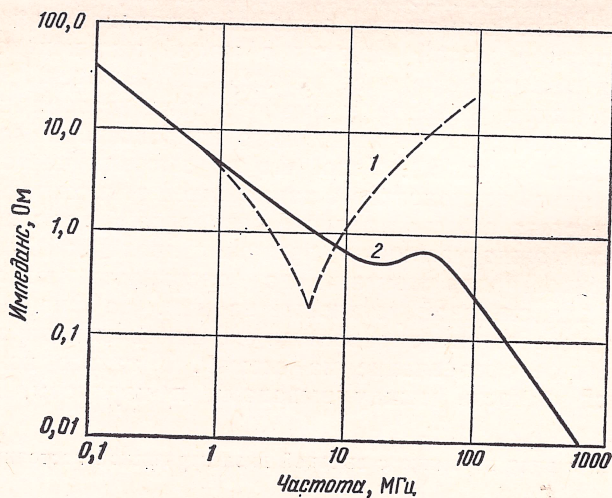
[1] Имеется в виду керамика с высокой диэлектрической постоянной. — *Прим. ред.*



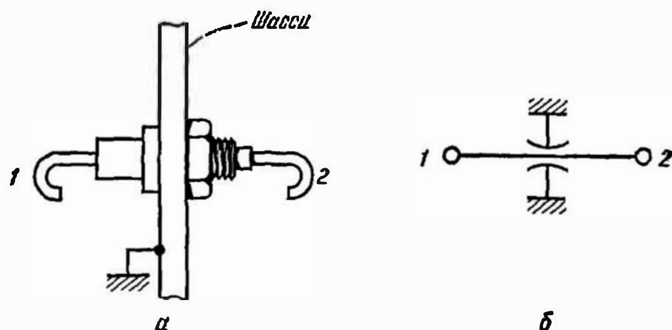
Фиг. 5.5. Типичный проходной конденсатор.
а — установка на шасси; б — схематическое изображение.



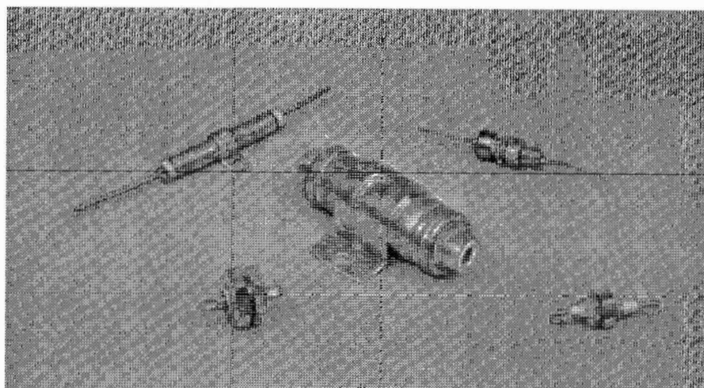
Фиг. 5.6. Проходные конденсаторы различных типов.



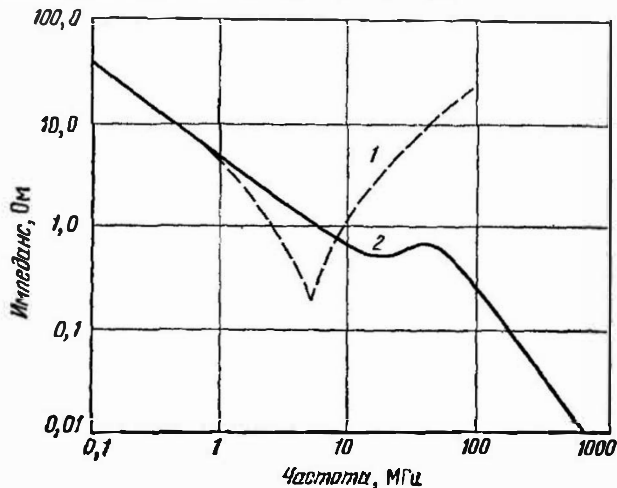
Фиг. 5.7. Частотные характеристики полного сопротивления обычного (1) и проходного (2) конденсаторов емкостью 0,05 мкФ с выводами длиной 6 мм.



Фиг. 5.5. Типичный проходной конденсатор.
а — установка на шасси; б — схематическое изображение.



Фиг. 5.6. Проходные конденсаторы различных типов.



Фиг. 5.7. Частотные характеристики полного сопротивления обычного (1) и проходного (2) конденсаторов емкостью 0,05 мкФ с выводами длиной 6 мм.

Таблица 5.1

Частота собственного резонанса керамических конденсаторов

Емкость конденсатора, пФ	Частота собственного резонанса, МГц	
	при длине выводов 6 мм	при длине выводов 12 мм
10 000	12	—
1 000	35	32
500	70	65
100	150	120
50	220	200
10	500	350

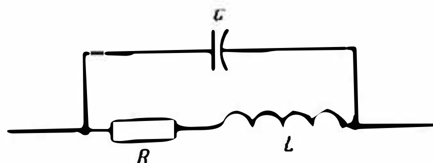
типы проходных конденсаторов показаны на фиг. 5.6. Эти конденсаторы обладают очень малой собственной индуктивностью и поэтому могут применяться на высоких частотах. Из графика (фиг. 5.7) можно видеть, что при использовании проходного конденсатора полное сопротивление получается ниже по сравнению с обычными конденсаторами.

Индуктивности

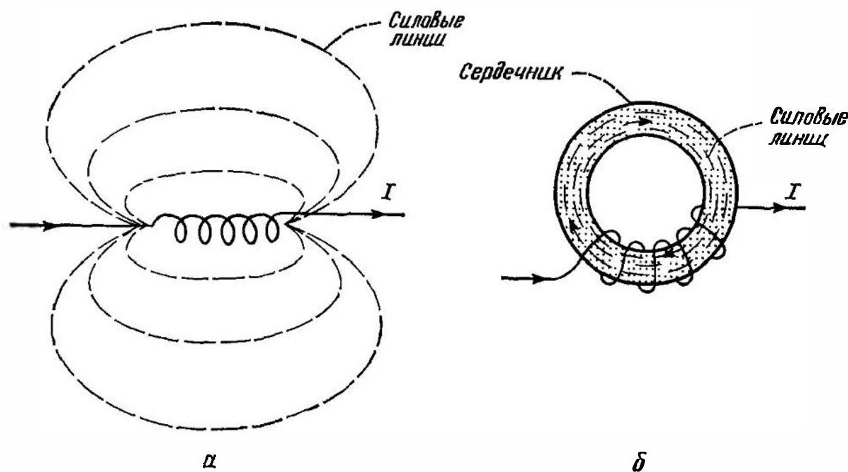
Индуктивности можно разделить на категории по типу сердечника, на котором они намотаны. Две наиболее общие категории — индуктивности с воздушным сердечником (в эту группу входит любой немагнитный материал) и магнитным сердечником. Катушки индуктивности с магнитным сердечником можно разделить дополнительно в зависимости от того, замкнут сердечник или разомкнут. В идеальном случае катушка индуктивности должна была бы иметь только индуктивность, однако в реальной катушке провод, из которого она навивается, обладает последовательным сопротивлением, а между витками обмотки имеется распределенная емкость. Это показано на эквивалентной схеме на фиг. 5.8. Емкость здесь представлена в виде шунтирующего конденсатора с сосредоточенными параметрами, так что на некоторой частоте имеется параллельный резонанс. Эта частота резонанса определяет верхнюю частоту, на которой можно использовать катушку индуктивности.

Другой важной характеристикой катушек индуктивности является их чувствительность к паразитным магнитным полям и способность генерировать эти поля. *Наиболее вероятно, что катушки индуктивности с воздушным или разомкнутым магнитным сердечником будут создавать помехи*, поскольку магнитный поток от

них, как показано на фиг. 5.9, *а*, выходит за пределы катушки индуктивности на значительное расстояние. Индуктивности, намотанные на замкнутом магнитном сердечнике, создают намного меньшие магнитные поля, так как почти весь магнитный поток остается внутри магнитного сердечника (фиг. 5.9, *б*).



Фиг. 5.8. Эквивалентная схема катушки индуктивности.



Фиг. 5.9. Магнитное поле, создаваемое катушками индуктивности с воздушным сердечником (*а*) и замкнутым магнитным сердечником (*б*).

Что же касается чувствительности к магнитным полям, катушки с магнитным сердечником более чувствительны к ним, чем катушки с воздушным сердечником. Наиболее чувствительна катушка с разомкнутым магнитным сердечником, поскольку в сердечнике, обладающем малым магнитным сопротивлением, концентрируется внешнее магнитное поле, и через катушку проходит большой магнитный поток. Замкнутый магнитный сердечник обладает чувствительностью, меньшей, чем разомкнутый, но большей, чем воздушный сердечник.

Часто, чтобы заключить магнитные и электрические поля от катушек индуктивности в ограниченное пространство, катушки необходимо экранировать. Экраны можно изготовлять из материалов с малым сопротивлением, таких, как медь или алюминий, с

тем чтобы экранировать электрические поля. На высоких частотах такие экраны предотвращают также прохождение магнитного потока, поскольку внутри экрана возникают вихревые токи. Однако на низких частотах для ограничения распространения магнитных полей необходимо применять экраны из материала с высокой магнитной проницаемостью[1].

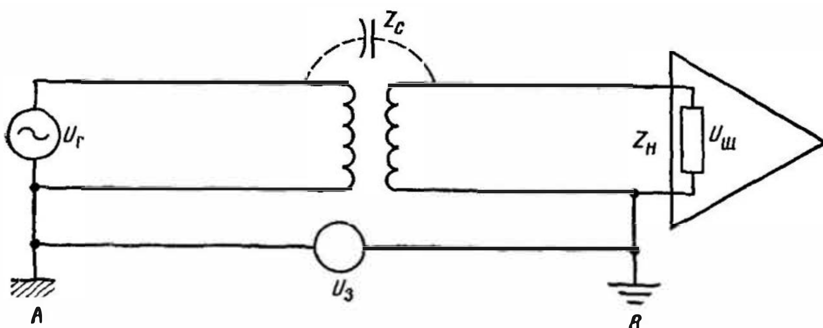
Трансформаторы

Две катушки индуктивности, связанные друг с другом (обычно через магнитный сердечник), образуют трансформатор. Трансформаторы часто применяются для обеспечения изоляции между двумя цепями. Примером является изолирующий трансформатор, применяемый для разрыва контура заземления, показанный на фиг. 3.19. В этой схеме отражена только желательная связь, осуществляемая посредством магнитного поля. Реальные трансформаторы в отличие от идеальных имеют между первичной и вторичной обмотками емкость (фиг. 5.10), а это приводит к связи по шумам через трансформатор.

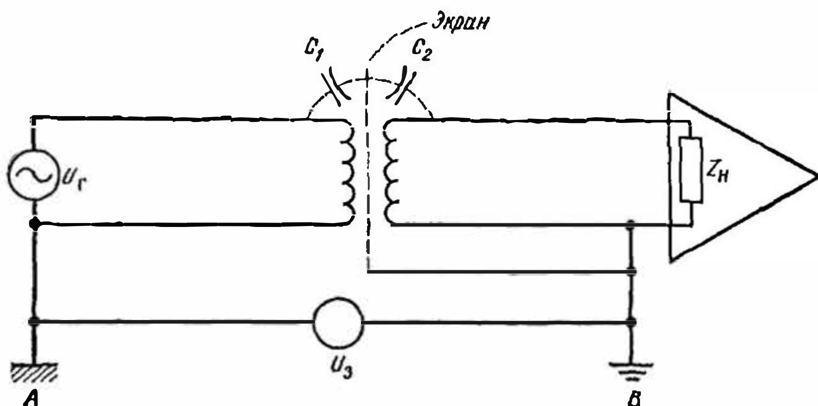
Эту связь можно устранить, вводя электростатический экран Фарадея (заземленный проводник между двумя обмотками) (фиг. 5.11). При правильном проектировании этот экран не влияет на магнитную связь, но исключает емкостную связь за счет того, что он заземлен. Заземлять экран необходимо в точке B (фиг. 5.11). Если его заземлить в точке A, то он будет находиться под потенциалом $U_з$, и останется связь с нагрузкой по шумам через конденсатор C_2. Поэтому с целью упрощения подключения экрана в точке B трансформатор следует располагать вблизи нагрузки.

Электростатическое экранирование можно получить также при помощи двух неэкранированных трансформаторов (фиг. 5.12). Первичную цепь трансформатора $Тр2$ необходимо заземлить (желательно в середине обмотки). Вторичную обмотку трансформатора $Тр1$, если она имеет средний отвод, также можно заземлить, чтобы на одном конце C_2 поддерживался потенциал, близкий к потенциалу земли. Если трансформаторы не имеют средних выводов, можно заземлить, как указано в подписи к фиг. 5.12, один из связывающих трансформаторы проводников. Такая конфигурация менее эффективна, чем схема трансформатора с правильно спроектированным электростатическим экраном, однако она полезна при лабораторных испытаниях для определения того, может ли электростатически экранированный трансформатор эффективно уменьшить связь по шумам в схеме.

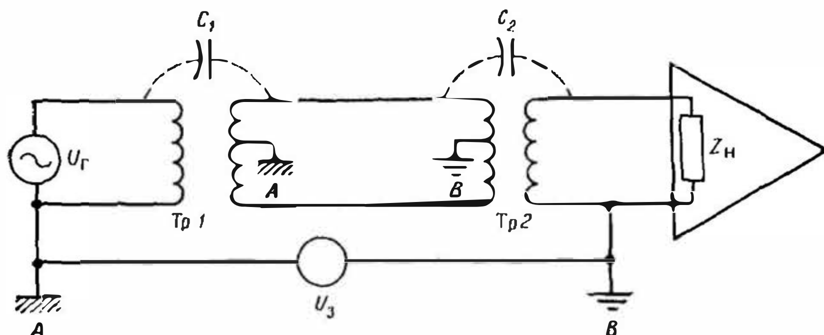
[1] Детальный анализ экранирования от магнитных полей см. в гл. 6.



Фиг. 5.10. Схема реального трансформатора, в котором между первичной и вторичной обмотками наряду с магнитной имеется емкостная связь $\left(U_ш = \frac{z_н}{z_н + z_c} U_з\right)$.



Фиг. 5.11. Схема с заземленным электростатическим экраном между обмотками трансформатора, разрывающим емкостную связь.

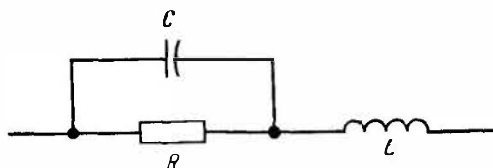


Фиг. 5.12. Два неэкранированных трансформатора, обеспечивающие электростатическое экранирование.

Если у обмоток трансформаторов нет средних точек (на этом рисунке они имеются), необходимо заземлить в точке *B* верхний по схеме проводник, соединяющий обмотки *Тр*1 и *Тр*2.

Резисторы

Постоянные резисторы можно сгруппировать в три основных класса: проволочные, пленочные и композиционные. Эквивалентная схема резистора зависит от типа резистора и процесса его изготовления. Однако для большинства случаев пригодна схема, представленная на фиг. 5.13. В типичном композиционном резисто-



Фиг. 5.13. Эквивалентная схема резистора.

ре изображенная здесь шунтирующая емкость имеет значение порядка 0,1—0,5 пФ. Величина индуктивности определяется в основном выводами, за исключением проволочных резисторов, у которых основной вклад в индуктивность вносит сам резистор. Пленочные резисторы из-за их спиральной или меандровой конструкции имеют бóльшую индуктивность, чем композиционные резисторы. За исключением проволочных резисторов или резисторов других типов с очень малым сопротивлением, при анализе схемы индуктивностью резистора обычно можно пренебречь. Однако индуктивность резистора делает его чувствительным к наводкам от внешних магнитых полей. Индуктивность выводов резистора можно оценить, если воспользоваться данными табл. 5.3 (см. ниже).

Шунтирующая емкость существенна для высокоомных резисторов. Рассмотрим, например, резистор 22 МОм с шунтирующей емкостью 0,5 пФ. На частоте 145 кГц емкостное сопротивление будет составлять 10% активного сопротивления. Если такой резистор использовать на этой или близкой к ней частоте, емкостное сопротивление может влиять на характеристики схемы.

В табл. 5.2 приведены измеренные на различных частотах значения полного сопротивления (амплитуды и фазы) углеродистого резистора 1 МОм с мощностью рассеяния 0,5 Вт. Заметим, что на частоте 500 кГц модуль сопротивления уменьшается до 560 кОм, а фазовый угол становится равным —34°. Таким образом, емкостное сопротивление становится значительным.

Шумы в резисторах

Все резисторы независимо от их конструкции генерируют напряжение шумов. Это напряжение обусловлено как тепловыми, так и другими шумами, например дробовыми и контактными. Теп-

Таблица 5.2

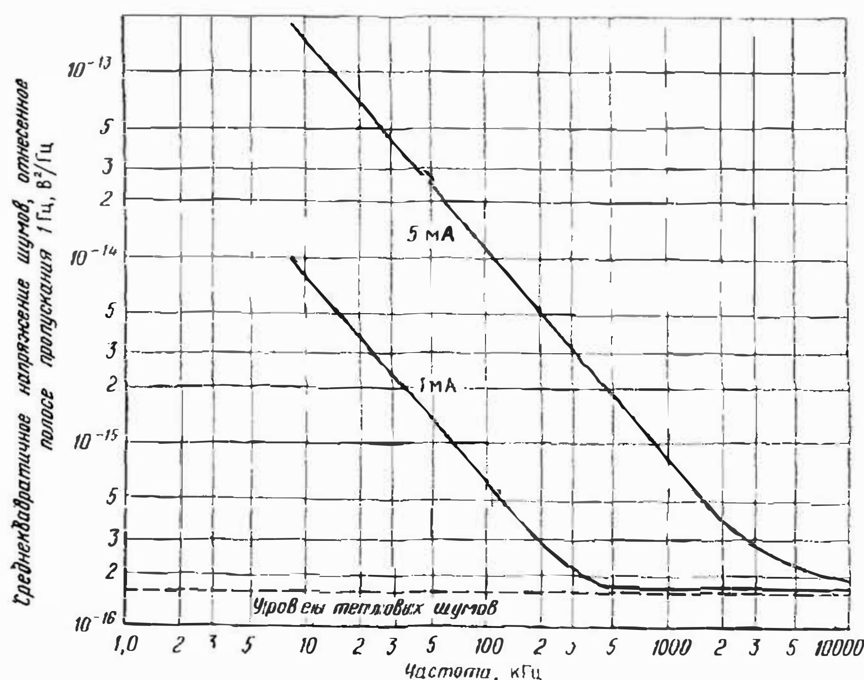
Полное сопротивление углеродистого резистора 1 МОм на 0,5 Вт, измеренное на различных частотах

Частота, кГц	Полное сопротивление	
	Величина, кОм	Фаза, град.
1	1000	0
9	1000	—3
10	990	—3
50	920	—11
100	860	—16
200	750	—23
300	670	—28
400	610	—32
500	560	—34

ловые шумы нельзя устранить принципиально, однако другие источники можно минимизировать или скомпенсировать. Таким образом, суммарное напряжение шумов равно или превышает напряжение тепловых шумов. Дальнейшее обсуждение этого вопроса проводится в гл. 8.

Из трех основных типов резисторов меньше всего шумят проволочные резисторы. Шумы в проволочном резисторе хорошего качества не должны превышать тепловых шумов. Прямой противоположностью является композиционный резистор, который имеет наибольшие шумы. В дополнение к тепловым шумам эти резисторы имеют контактные шумы, поскольку они изготовлены из множества отдельных частичек, сформованных вместе. Когда ток через композиционный резистор не течет, шумы приближаются к тепловым. При прохождении тока создаются дополнительные шумы, пропорциональные току. На фиг. 5.14 показаны шумы, создаваемые композиционным резистором 10 кОм при двух уровнях тока. На низких частотах шумы определяются главным образом контактными шумами, уровень которых обратно пропорционален частоте. Частоты, на которых уровень шумов становится равным уровню тепловых шумов, различны для резисторов разных типов и зависят от уровня тока.

Шумы, создаваемые тонкопленочными резисторами, намного меньше, чем те, которые создают композиционные резисторы, но они больше шумов, генерируемых проволочными резисторами. Дополнительными здесь также являются контактные шумы, однако, поскольку материал в этом случае более однородный, величи-



Фиг. 5.14. Зависимость напряжения шумов композиционного резистора 10 кОм от частоты для разных значений протекающего через него тока.

на шумов значительно меньше, чем у композиционных резисторов.

Другой важный фактор, влияющий на шумы резистора, — его номинальная мощность рассеяния. Если два резистора одного типа с равной величиной сопротивления рассеивают одинаковую мощность, то резистор с большей номинальной мощностью рассеяния будет иметь меньшие шумы. В 1949 г. Кэмпбелл и Чипмэн [1] опубликовали данные, показывающие, что среднеквадратичное напряжение шумов композиционного резистора 0,5 Вт больше, чем у резистора 2 Вт, работающего при тех же условиях, примерно в 3 раза. Это различие определяется коэффициентом K в уравнении (8.19), величина которого зависит от геометрии резисторов.

Переменные резисторы генерируют те же шумы, что и постоянные резисторы, но, кроме того, здесь возникают шумы от контакта ползунка. Эти дополнительные шумы прямо пропорциональны току через резистор и величине его сопротивления. Чтобы уменьшить шумы, следует выбирать минимальными ток через резистор и его сопротивление.

Проводники

Хотя проводники обычно не рассматривают как элементы, однако они имеют параметры, которые очень важны для шумовых и переходных характеристик электронных схем. Одним из таких наиболее важных параметров является индуктивность. Даже на низких частотах проводник может иметь индуктивное сопротивление, превышающее активное.

Внешняя индуктивность прямолинейного проводника диаметром d, расположенного на расстоянии h от заземленной плоскости, равна

$$L=\frac{\mu}{2\pi}\ln\frac{4h}{d}\ (\text{Г/м}). \qquad (5.1)$$

При этом предполагается, что $h>1{,}5\,d$. Магнитная проницаемость вакуума (и воздуха) $\mu_0=4\pi\cdot10^{-7}$ Г/м. Поэтому уравнение (5.1) можно переписать в виде

$$L=2\cdot10^{-7}\ln\frac{4h}{d}\ (\text{Г/м}). \qquad (5.2)$$

Заменив единицы измерения на мкГ/см, получим

$$L=0{,}002\ln\frac{4h}{d}\ (\text{мкГ/см}). \qquad (5.3)$$

Приведенные выше уравнения представляют внешнюю индуктивность, поскольку они не учитывают влияния магнитного поля внутри самого проводника. Суммарная индуктивность в действительности представляет собой сумму внутренней и внешней индуктивностей. Внутренняя индуктивность прямолинейного проводника с круглым поперечным сечением, по которому пропускается ток низкой частоты, составляет $0{,}5\cdot10^{-3}$ мкГ/см независимо от диаметра провода. Величина внутренней индуктивности пренебрежимо мала по сравнению с внешней, за исключением случая, когда проводник расположен очень близко от заземляющей поверхности. Внутренняя индуктивность на высоких частотах будет еще меньше, поскольку из-за скин-эффекта ток концентрируется у поверхности проводника. Поэтому обычно существенно влияние лишь внешней индуктивности.

В табл. 5.3 приведены значения внешней индуктивности и сопротивления проводов различного диаметра. При приближении проводника к заземляющей поверхности его индуктивность уменьшается, и, наоборот, с удалением проводника от заземляющей поверхности его индуктивность увеличивается (здесь предполагается, что заземляющая поверхность является цепью возврата тока). Однако при расстоянии от заземляющей поверхности свыше 5—10 см величина индуктивности приближается к тому значе-

Таблица 5.3

Внешняя индуктивность и сопротивление медных проводников круглого сечения

Диаметр провода, мм	Сопротивление, мОм/м	Индуктивность, мкГ/м		
		5 мм над заземляющей плоскостью	10 мм над заземляющей плоскостью	20 мм над заземляющей плоскостью
0,41	132,6	0,0194	0,0229	0,0264
0,51	85,8	0,0181	0,0218	0,0253
0,64	54,3	0,0172	0,0207	0,0241
0,8	34,8	0,0161	0,0196	0,0230
1,0	22,3	0,0150	0,0184	0,0219
1,5	9,9	0,0129	0,0164	0,0199
2,5	3,6	0,0104	0,0139	0,0173

нию, которое она имеет при расположении проводника в свободном пространстве, и дальнейшее увеличение этого расстояния оказывает на индуктивность очень слабое влияние. Это объясняется тем, что магнитный поток, создаваемый током в проводнике, при этом находится уже целиком в пределах контура.

Из табл. 5.3 также следует, что чем больше диаметр проводника, тем меньше его индуктивность. Индуктивность и диаметр проводника связаны между собой логарифмическим соотношением, поэтому малую индуктивность трудно получить за счет увеличения диаметра. Расстояние между проводниками влияет на внешнюю индуктивность, тогда как поперечное сечение — только на внутреннюю. Внутреннюю индуктивность можно уменьшить, используя проводник не с круглым, а с прямоугольным сечением или плоский проводник. Проводник в виде круглой трубки также имеет меньшую индуктивность, чем сплошной проводник того же диаметра.

Собственная индуктивность двух параллельных проводников круглого сечения, по которым в противоположных направлениях проходит одинаковый ток, равна

$$L = 0{,}0039 \ln \frac{[illegible]}{d} \ (\text{мкГ/см}). \qquad (5.4)$$

В этом уравнении D — расстояние между центрами проводников, а d — их диаметр.

Другая очень важная характеристика проводника — его сопротивление. Выбор диаметра проводника определяется в основном максимально допустимым падением напряжения на нем. Это падение напряжения есть функция сопротивления проводника и

максимального тока. Значения сопротивления по постоянному току проводников различного диаметра приведены в табл. 5.3.

На высоких частотах вследствие скин-эффекта сопротивление проводника увеличивается. Скин-эффект обусловливает состояние, при котором ток концентрируется вблизи поверхности проводника, что вызывается наличием магнитных полей, создаваемых протекающим в проводнике током. По мере увеличения частоты ток концентрируется все ближе к поверхности. Это уменьшает эффективное поперечное сечение, по которому течет ток, и тем самым увеличивает действующее значение сопротивления.

Сопротивления сплошного круглого медного проводника по переменному и постоянному току связаны между собой следующим приближенным выражением [6]:

$$R_{\sim} \approx (0{,}0038d\sqrt{f} + 0{,}26)R_{=}, \quad (5.5)$$

где d — диаметр проводника в миллиметрах, а f — частота в герцах. При $d\sqrt{f}$, большем 250, уравнение (5.5) имеет точность в несколько процентов. При $d\sqrt{f}$, меньшем 250, действительное сопротивление по переменному току будет больше значения, которое дает уравнение (5.5). Если используется проводник не из меди, а из другого материала, первый член уравнения (5.5) необходимо умножить на коэффициент

$$\sqrt{\frac{\mu}{\rho_{отн}}},$$

где μ — относительная магнитная проницаемость материала проводника, а $\rho_{отн}$ — отношение удельного сопротивления этого материала к удельному сопротивлению меди Скин-эффект приводит к тому, что на высокой частоте трубка будет иметь такое же сопротивление по переменному току, как и сплошной проводник.

Сопротивление проводника по переменному току можно уменьшить, изменив форму поперечного сечения проводника. Проводник с прямоугольным сечением оказывает переменному току меньшее сопротивление, чем с круглым, поскольку его поверхность на единицу площади поперечного сечения больше.

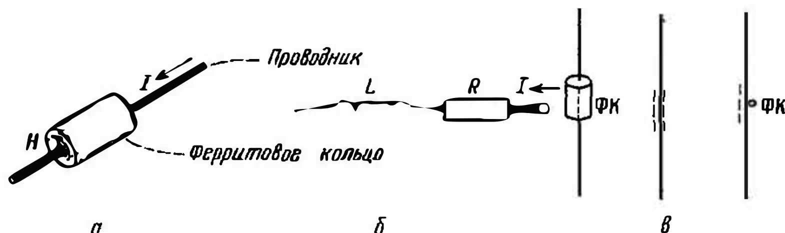
Так как проводник прямоугольного сечения имеет меньшее сопротивление по переменному току и меньшую индуктивность, чем круглый проводник с такой же площадью поперечного сечения, на высокой частоте его использование предпочтительнее. Поэтому в качестве заземляющих проводников даже в сравнительно низкочастотных цепях обычно применяют ленты и оплетки.

Уравнение (5.5) можно также использовать для определения сопротивления по переменному току проводника любой формы, положив

$$d = \frac{\text{Периметр поперечного сечения}}{\pi}. \quad (5.6)$$

Ферритовые кольца

Ферритовые кольца — недорогой и удобный способ увеличить высокочастотные потери в цепи, не внося при этом потерь в мощность на постоянном токе или на низких частотах. Кольца невелики и могут просто надеваться на вывод компонента или на проводник. Наиболее эффективно кольца обеспечивают ослабление нежелательных сигналов с частотой выше 1 МГц. При правильном использовании они могут осуществлять высокочастотную развязку, подавление паразитных сигналов и экранирование.



Фиг. 5.15. Физическое представление (*а*), эквивалентная схема для высоких частот (*б*) и типовые обозначения на схемах ферритового кольца, надетого на проводник (*в*).

Типичные размеры кольца: $d=0{,}76\div1{,}27$ мм, $l=2{,}54\div12{,}7$ мм.

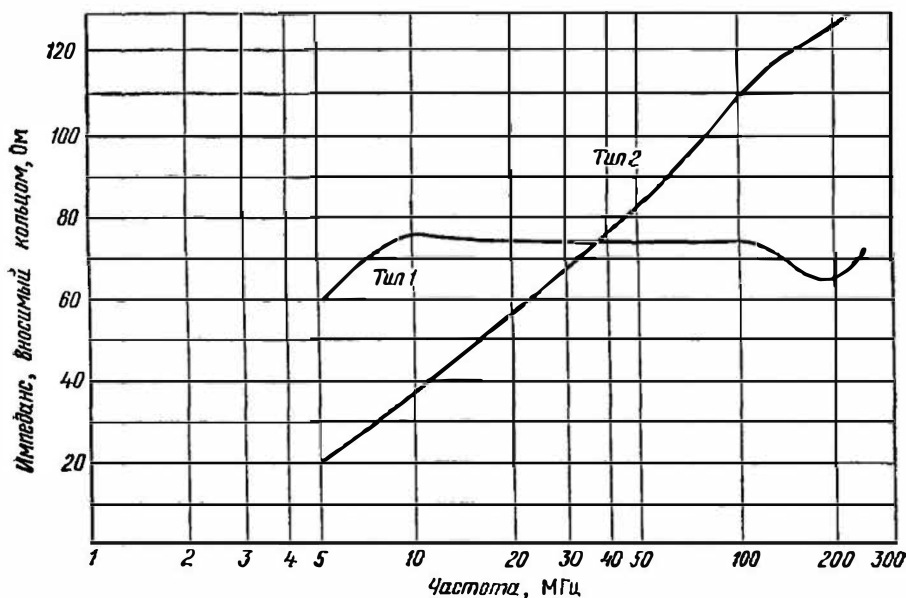
На фиг. 5.15, *а* показано небольшое цилиндрическое ферритовое кольцо, установленное на проводнике, а на фиг. 5.15, *б* представлена его эквивалентная схема для высоких частот: индуктивность, включенная последовательно с сопротивлением. Наличие сопротивления обусловлено высокочастотными потерями в феррите. На фиг. 5.15, *в* приведены типичные схемные изображения ферритовых колец. Большинство изготовителей колец характеризуют свои изделия графиками частотной зависимости их полного сопротивления, величина которого определяется выражением

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (2\pi f L)^2}, \qquad (5.7)$$

где R — эквивалентное сопротивление, а L — эквивалентная индуктивность кольца. На фиг. 5.16 показаны частотные характеристики двух типичных ферритовых колец. Кольцо типа 1 является в основном резистивным, а кольцо типа 2 — индуктивным.

Ферритовые кольца особенно эффективны для гашения высокочастотных колебаний, вызываемых переходными процессами при переключении или паразитными резонансами внутри схемы. Они полезны также для предотвращения протекания высокочастотных наводок из цепи в источник питания или на другие провода.

Поскольку импеданс одного кольца ограничен величиной ~100 Ом, кольца наиболее эффективны в низкоомных цепях, та-

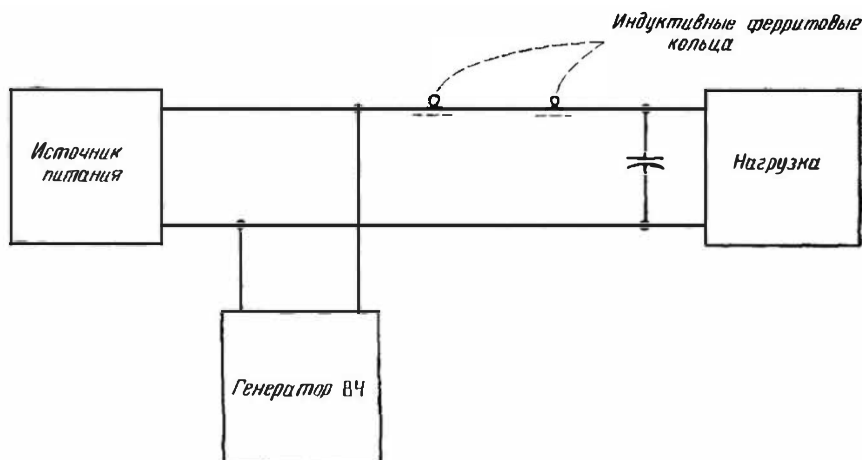


Фиг. 5.16. Частотные характеристики резистивного (тип 1) и индуктивного (тип 2) ферритовых колец.

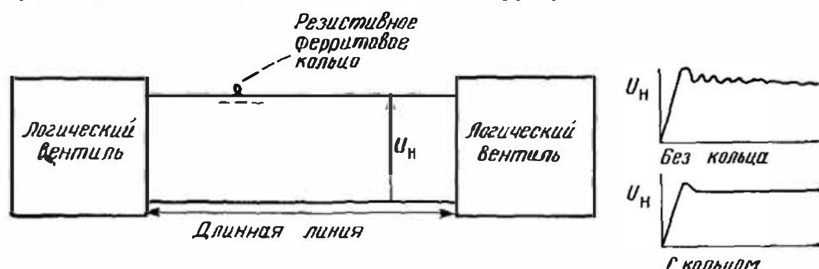
ких, как источники питания, усилители мощности, работающие в режиме класса С, резонансные схемы и переключательные схемы на кремниевых управляемых вентилях. Если одно кольцо не обеспечивает достаточного ослабления, можно использовать несколько колец. Однако, если два или три кольца не приводят к улучшению работы схемы, дополнительные кольца обычно неэффективны.

На фиг. 5.17—5.20 показаны некоторые типичные применения ферритовых колец. На фиг. 5.17 индуктивная характеристика колец используется для формирования *LC*-фильтра, который предназначен для отвода высокочастотных колебаний от нагрузки. Кольцо с резистивной характеристикой можно использовать для образования *RC*-фильтра высоких частот, не снижающего постоянного напряжения, подаваемого на нагрузку. На фиг. 5.18 резистивное кольцо используется для устранения «звона», возникающего из-за длинных соединительных проводов между двумя быстродействующими логическими вентилями.

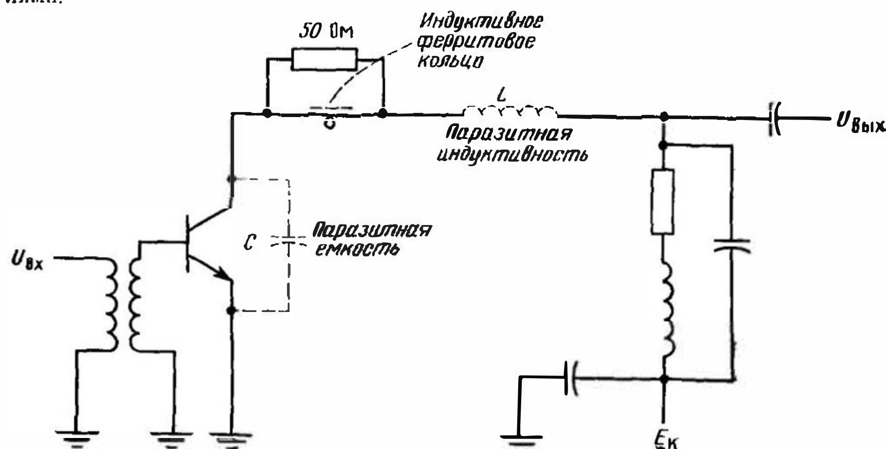
На фиг. 5.19 показан усилитель мощности класса С, выходной сигнал которого имеет нежелательную высокочастотную гармонику вследствие паразитной резонансной цепи, состоящей из конденсатора *C* и индуктивности *L*. В данном случае индуктивность



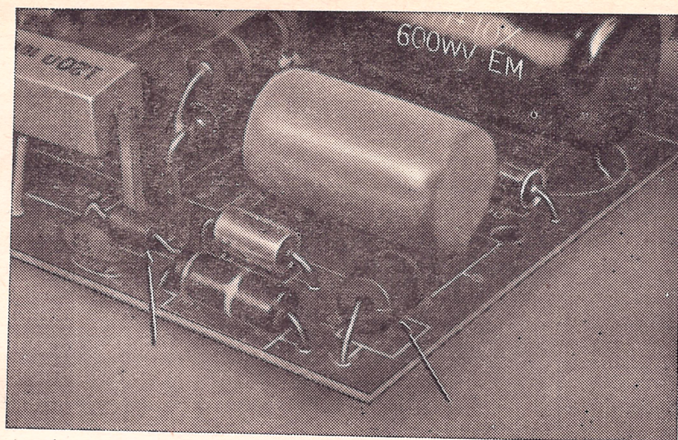
Фиг. 5.17. Использование ферритовых колец для образования LC-фильтра, не пропускающего высокочастотных колебаний в нагрузку.



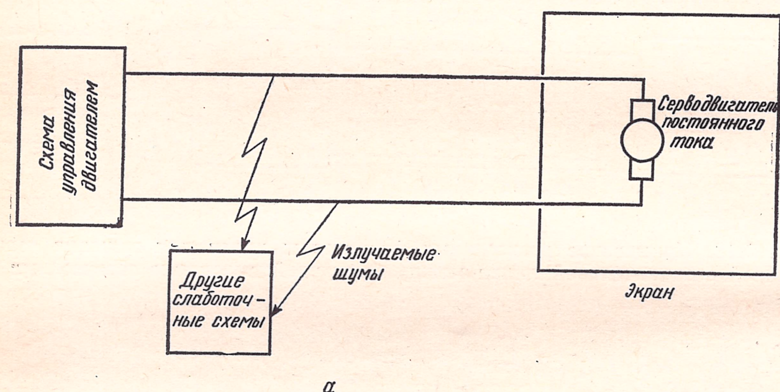
Фиг. 5.18. Применение резистивных ферритовых колец для гашения «звона» в длинной соединительной линии между быстродействующими логическими вентилями.

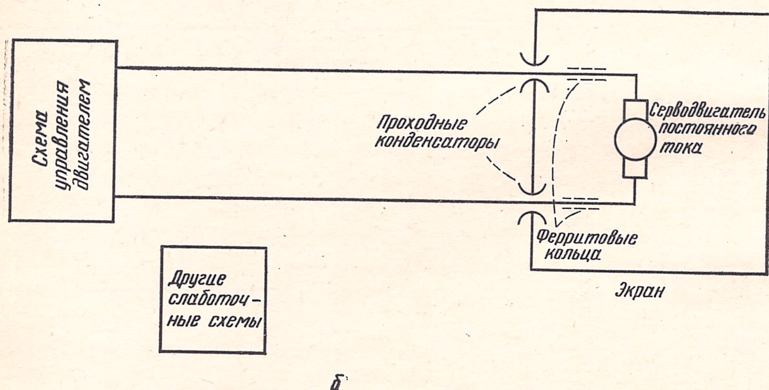


Фиг. 5.19. Применение ферритового кольца и резистора для гашения паразитных колебаний в выходном каскаде усилителя мощности класса С.

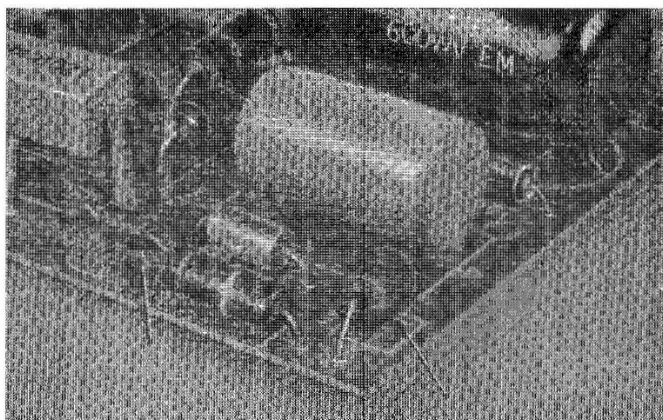


Фиг. 5.20. Установка колец в выходном каскаде блока горизонтальной развертки цветного телевизионного приемника для подавления паразитных колебаний.

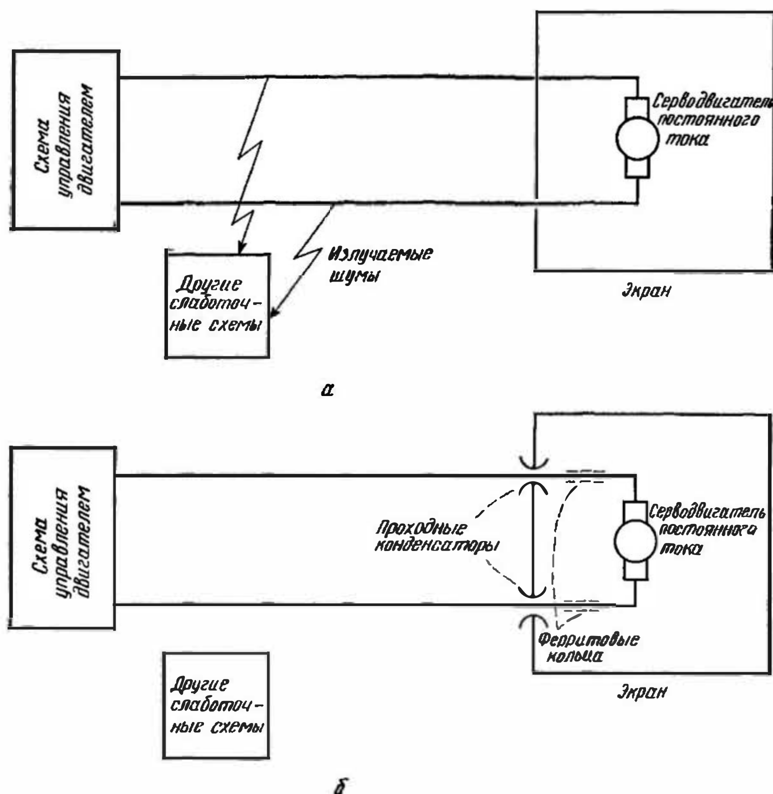




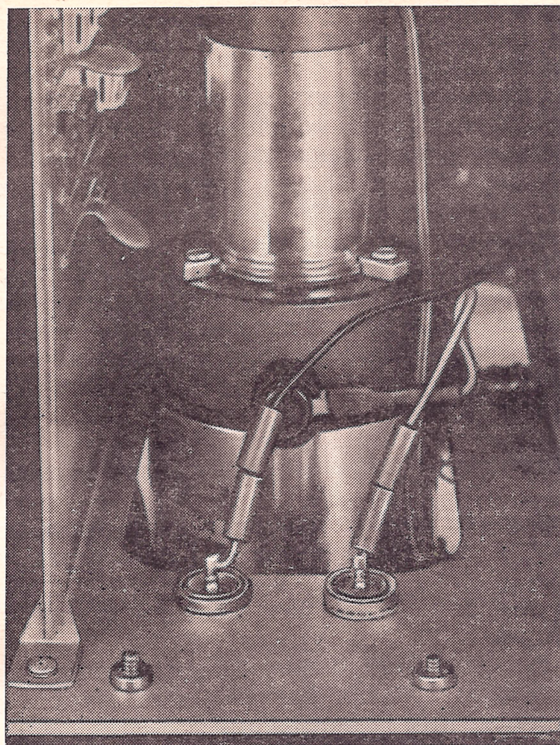
Фиг. 5.21. Создание помех слаботочным цепям высокочастотными шумами коммутации двигателя (*а*) и устранение этого влияния использованием ферритовых колец в сочетании с проходными конденсаторами (*б*).



Фиг 5 20 Установка колец в выходном каскаде блока горизонтальной развертки цветного телевизионного приемника для подавления паразитных колебаний.



Фиг. 5 21. Создание помех слаботочным цепям высокочастотными шумами коммутации двигателя (*а*) и устранение этого влияния использованием ферритовых колец в сочетании с проходными конденсаторами (*б*).

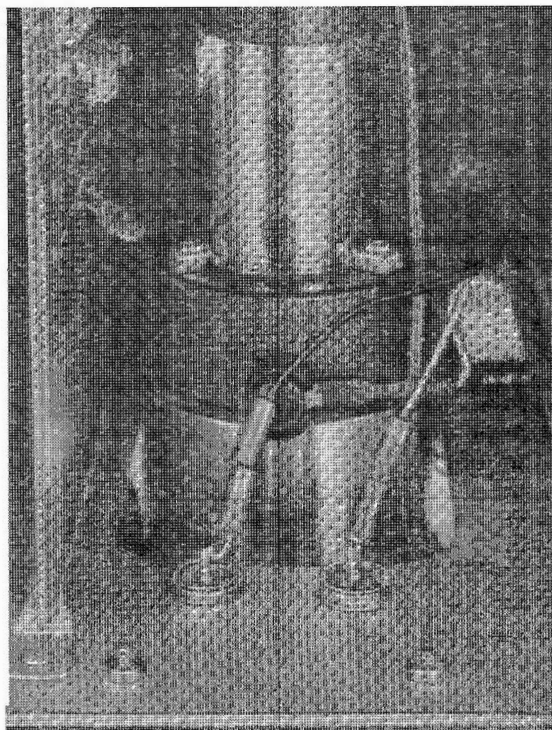


Фиг. 5.22. Установка ферритовых колец и проходных конденсаторов для уменьшения наводок шумов коммутации двигателя на провода питания.

кольца заставляет ток гармоники течь через резистор 50 Ом и рассеиваться на нем в виде тепла. На рабочей частоте импеданс кольца мал, и он шунтирует резистор.

На фиг. 5.20 можно видеть два ферритовых кольца, смонтированных на печатной плате. Эта схема — часть выходного каскада блока горизонтальной развертки цветного телевизионного приемника, и кольца здесь используются для подавления паразитных колебаний.

Еще одно применение ферритовых колец представлено на фиг. 5.21. На фиг. 5.21, *а* показан серводвигатель постоянного тока, соединенный со схемой управления. Высокочастотные шумы коммутации двигателя, будучи наведены с экрана двигателя на соединительные провода, излучаются затем этими проводниками и создают помехи в других слаботочных цепях. В данном случае проблема была решена введением двух ферритовых колец и двух



Фиг. 5.22. Установка ферритовых колец и проходных конденсаторов для уменьшения наводок шумов коммутации двигателя на провода питания.

кольца заставляет ток гармоники течь через резистор 50 Ом и рассеиваться на нем в виде тепла. На рабочей частоте импеданс кольца мал, и он шунтирует резистор.

На фиг. 5.20 можно видеть два ферритовых кольца, смонтированных на печатной плате. Эта схема — часть выходного каскада блока горизонтальной развертки цветного телевизионного приемника, и кольца здесь используются для подавления паразитных колебаний.

Еще одно применение ферритовых колец представлено на фиг. 5.21. На фиг. 5.21, *а* показан серводвигатель постоянного тока, соединенный со схемой управления. Высокочастотные шумы коммутации двигателя, будучи наведены с экрана двигателя на соединительные провода, излучаются затем этими проводниками и создают помехи в других слаботочных цепях. В данном случае проблема была решена введением двух ферритовых колец и двух

проходных конденсаторов (фиг. 5.21, *б*). На фиг. 5.22 показан внешний вид этого двигателя с ферритовыми кольцами и проходными конденсаторами.

При использовании ферритовых колец в цепях с постоянной составляющей тока необходимо следить за тем, чтобы эта составляющая не вызывала насыщения феррита.

Поскольку ферритовые кольца представляют собой индуктивность, их не следует применять без соответствующего обоснования. В некоторых случаях их применение может принести больше вреда, чем пользы; так, иногда при неправильном использовании они сами создают нежелательные резонансы в схеме. Однако, когда кольца используются правильно, — это очень простое, эффективное и недорогое средство для уменьшения шумов и паразитных колебаний.

Выводы

- Электролитические конденсаторы — низкочастотные конденсаторы.
- Все конденсаторы обладают собственным резонансом на некоторой частоте, и это ограничивает их применение на высоких частотах.
- Слюдяные и керамические конденсаторы хорошо работают на высоких частотах.
- Катушки индуктивности с воздушным сердечником (без магнитного сердечника) создают большие поля шумов, чем катушки с замкнутым магнитным сердечником.
- Катушки индуктивности с магнитным сердечником более чувствительны к магнитным наводкам, чем катушки без сердечников.
- Для уменьшения емкостной связи между обмотками применяются электростатически экранированные трансформаторы.
- Резисторы всех типов обладают одинаковым уровнем тепловых шумов.
- В слаботочных цепях переменные резисторы следует устанавливать таким образом, чтобы по ним не проходил постоянный ток.
- Даже на низких частотах проводник имеет обычно индуктивную составляющую сопротивления, превышающую активную.
- Индуктивное и активное сопротивления переменному току у плоского или прямоугольного проводника меньше, чем у проводника с круглым сечением.
- Для увеличения в цепи потерь по переменному току без внесения потерь по постоянному току можно использовать ферритовые кольца.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Campbell R. H., Jr., Chipman R. A., Noise from Current-Carrying Resistors, 20 to 500 kC, Proceedings of the IRE, Vol. 37, pp. 938—942 (August 1949).
2. Costa D. P., RFI Suppression, Part II, *Electromechanical Design*, 11 (December 1967).

3. Cowdell R. B., Don't Experiment with Ferrite Beads, *Electronic Design*, **17** (7 June 1969).
4. Dummer G. W., Nordenberg H. M., Fixed and Variable Capacitors, McGraw-Hill, New York, 1960.
5. Henney K., Walsh C., Electronic Components Handbook, Vol. 1, McGraw-Hill, New York, 1957.
6. ITT, Reference Data for Radio Engineers, Fifth Edition, Howard W. Sams and Co., New York, 1968, p. 6—8.
7. Rostek P. M., Avoid Wiring-Inductance Problems, *Electronic Design*, **22** (6 December 1974).
8. Skilling H. H., Electric Transmission Lines, McGraw-Hill, New York, 1951.

Глава 6

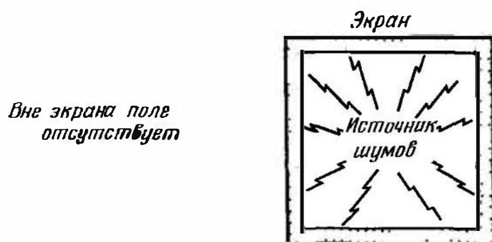
ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭКРАНОВ ИЗ ТОНКОЛИСТОВЫХ МЕТАЛЛОВ

Экран представляет собой металлическую перегородку, разделяющую две области пространства. Он предназначен для регулирования распространения электрических и магнитных полей от одной из этих областей к другой. Экран можно использовать для предотвращения распространения электромагнитных полей в пространство, окружающее источник шумов, если последний заключить в экран (фиг. 6.1). Он может также защищать область пространства от проникновения в нее электромагнитного излучения (фиг. 6.2). Экранировать можно схемы, компоненты, кабели и системы, являющиеся источниками или приемниками шумов или и тем и другим вместе.

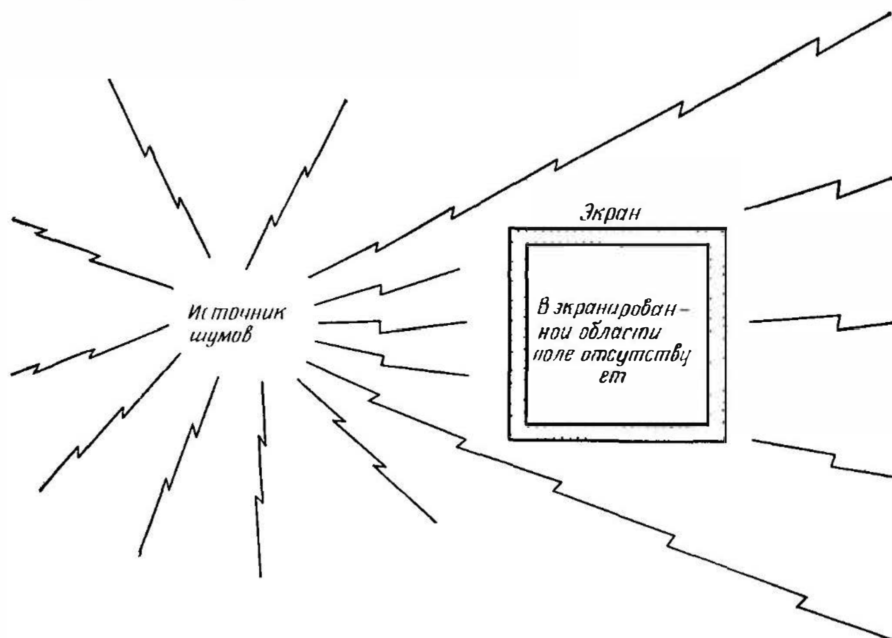
Ближние и дальние поля

Характеристики поля определяются источником, окружающей его средой и расстоянием от источника до точки наблюдения. Вблизи источника свойства поля определяются в основном характеристиками источника. Вдали от источника свойства поля зависят главным образом от среды, в которой распространяется поле. Поэтому пространство, окружающее источник, можно разделить на две области (фиг. 6.3). Рядом с источником расположено ближнее, или индуктивное, поле. На расстоянии, превышающем длину волны λ, поделенную на 2π ($\sim 1/6$ длины волны), располагается дальнее поле, или поле излучения. Область на расстоянии $\lambda/2\pi$ является переходной между ближним и дальним полями.

Отношение напряженности электрического поля E к напряженности магнитного поля H представляет собой полное волновое сопротивление. В дальнем поле это отношение равно полному характеристическому сопротивлению среды [например, для воздушного или свободного пространства (вакуума) $E/H = Z_0 = 377$ Ом]. В ближнем поле величина этого отношения определяется параметрами источника и расстоянием от него до рассматриваемой точки. Если в источнике генерируются большой ток и низкое напряжение ($E/H < 377$), ближнее поле является в основном магнитным, и, наоборот, если в источнике малый ток и высокое напряжение



Фиг. 6.1. Экранирование источника шумов, предотвращающее излучение помех на оборудование за пределами экрана.



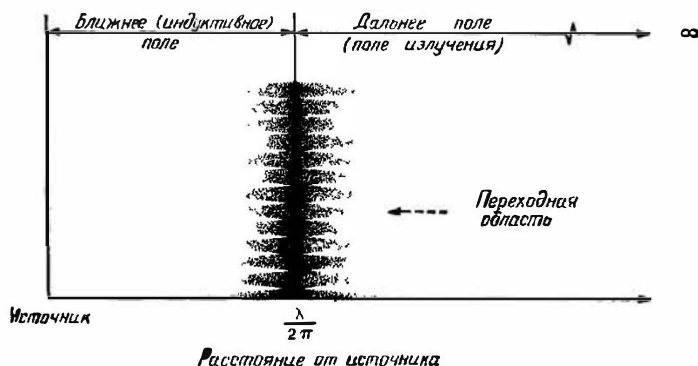
Фиг. 6 2 Способ экранирования, при котором помехи устраняются путем заключения приемника в экран

($E/H>377$), в ближнем поле преобладает электрическая составляющая.

Для антенны в виде штыря или натянутого провода импеданс источника велик. Полное волновое сопротивление вблизи антенны, где преобладающим является электрическое поле, также велико. По мере увеличения расстояния интенсивность электрического поля падает, так как оно создает дополняющее его магнитное поле. В ближнем поле его электрическая составляющая затухает со скоростью $(1/r)^3$, в то время как магнитная составляющая

затухает со скоростью $(1/r)^2$. Таким образом, полное волновое сопротивление с увеличением расстояния от штыревой антенны падает и асимптотически приближается к полному сопротивлению, которым обладает свободное пространство в дальнем поле (фиг. 6.4).

Для поля, в котором преобладает магнитная составляющая (такое поле создает, например, петлевая антенна), полное волновое сопротивление вблизи антенны мало. С увеличением рас-

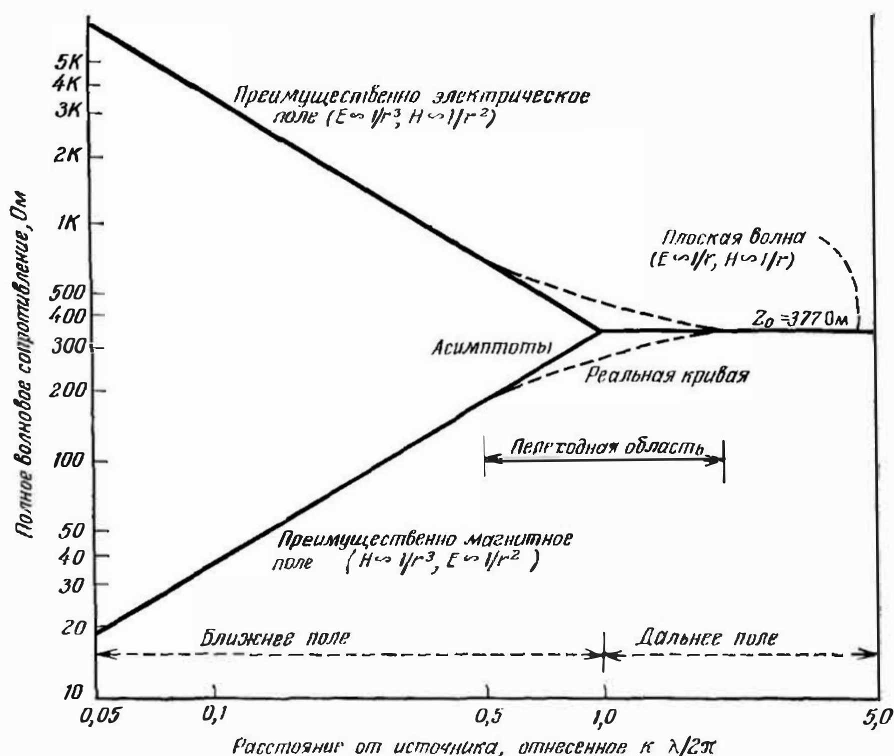


Фиг 6 3 Изменение характера поля в зависимости от расстояния до источника. Переход от ближнего поля к дальнему наблюдается на расстоянии от источника $\lambda/2\pi$.

стояния от антенны магнитное поле затухает со скоростью $(1/r)^3$, а электрическое — со скоростью $(1/r)^2$. Поэтому полное волновое сопротивление с расстоянием увеличивается и приближается на расстоянии от антенны $\lambda/2\pi$ к значению характеристического сопротивления вакуума. В дальнем поле как электрическая, так и магнитная составляющие поля затухают со скоростью $1/r$.

На частотах до 1 МГц почти все наводки внутри электронного оборудования определяются условиями ближнего поля, поскольку ближнее поле на этих частотах простирается на расстояние до 45 м и более. На частоте 30 кГц поле является ближним на расстоянии до 1,5 км от источника. Отсюда следует, что проблемы помех внутри любого данного оборудования следует рассматривать как проблемы ближнего поля, если только не является очевидным, что они относятся к проблемам дальнего поля.

В ближнем поле электрическое и магнитное поля необходимо рассматривать раздельно, поскольку отношение их напряженностей не является постоянным. Однако в дальнем поле эти составляющие взаимодействуют, образуя плоскую волну с полным сопротивлением 377 Ом, т. е. при рассмотрении плоских волн предпо-



Фиг. 6 4 Зависимость полного волнового сопротивления от расстояния до источника для случаев, когда поле является электрическим и магнитным.

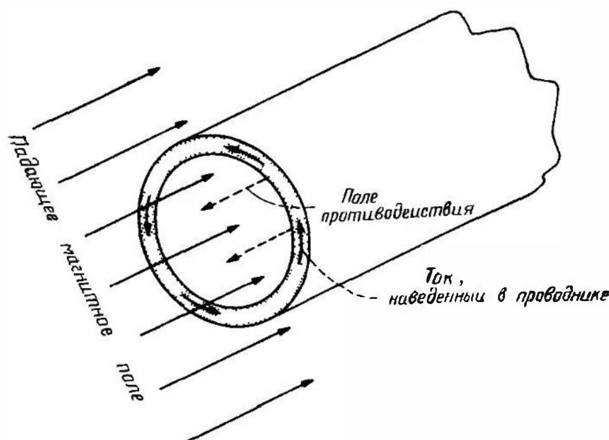
лагается, что они порождены дальним полем. При раздельном рассмотрении электрического и магнитного полей считается, что они соответствуют ближнему полю.

Эффективность экранирования

В последующих разделах рассматривается эффективность экранирования тонких металлических листов в ближнем и дальнем полях. Эту эффективность можно определить, если воспользоваться любым из двух нижеприведенных способов. Один из этих способов базируется на соотношениях теории цепей, другой — на соотношениях теории поля. При первом подходе рассматриваются поля помех, наводящие в экранах токи, которые в свою очередь создают дополнительные поля, стремящиеся нейтрализовать первоначальные поля в определенных областях пространства. Пример такого взаимодействия показан на фиг. 6 5. В данной главе, одна-

ко, в большинстве случаев мы будем пользоваться более фундаментальным подходом теории поля.

Эффективность экранирования можно определить как создаваемое экраном уменьшение напряженностей магнитного и (или) электрического полей. Обычно коэффициенты эффективности экранирования[1] выражают в децибелах (дБ), что позволяет суммировать коэффициенты экранирования для различного рода эф-



Фиг 6.5 Экранирование магнитного поля, обеспечиваемое применением проводящего материала.

Возмущающее магнитное поле наводит в проводнике ток, создающий в свою очередь поле противодействия, компенсирующее внутри экрана возмущающее поле.

фектов или экранов, ослабляющих поля, для получения общего коэффициента экранирования. Эффективность экранирования $K_э$ электрического поля определяется как

$$K_э = 20 \lg \frac{E_0}{E_1} \text{ (дБ)}, \tag{6.1}$$

а магнитного поля как

$$K_э = 20 \lg \frac{H_0}{H_1} \text{ (дБ)}. \tag{6.2}$$

В этих уравнениях $E_0(H_0)$ — напряженность падающей волны, а $E_1(H_1)$ — напряженность прошедшей волны непосредственно на выходе из экрана.

[1] Здесь и ниже термины «коэффициент экранирования», «эффективность экранирования» и «коэффициент эффективности экранирования» употребляются как синонимы. — *Прим. ред.*

Эффективность экранирования зависит от следующих факторов: частоты; конфигурации экрана; положения внутри экрана точки, в которой производится измерение, вида ослабляемого поля, направления его распространения и поляризации. В данной главе мы рассмотрим экранирование, обеспечиваемое плоским листом проводящего материала. На примере этой простой конфигурации обсудим общие концепции экранирования и выявим характеристики материала экрана, от которых зависит эффективность экранирования При этом опускаются из рассмотрения эффекты, определяемые геометрической формой экрана. Результаты вычислений для плоского листа полезны для оценки относительной экранирующей способности различных материалов

Для электромагнитной волны, падающей на металлическую поверхность, существуют два вида потерь. Волна частично отражается от поверхности, а преломленная (неотраженная) волна по мере распространения в среде ослабляется. Последнее явление, называемое потерями на поглощение, одинаково для ближнего и дальнего электрического и магнитного полей. В отличие от потерь на поглощение потери на отражение зависят от вида поля и полного волнового сопротивления среды.

Общая эффективность экранирования материала равна сумме потерь на поглощение $K_{погл}$, потерь на отражение $K_{отр}$ и корректирующего коэффициента $K_{м\ отр}$, учитывающего многократное отражение в тонких экранах. Таким образом, общую эффективность экранирования можно выразить как

$$K_э(дБ)=K_{погл}+K_{отр}+K_{м.отр}. \qquad (6.3)$$

Все члены уравнения (6.3) должны быть выражены в децибелах. При потерях на поглощение $K_{погл}$ свыше 10 дБ коэффициентом многократного отражения $K_{м\ отр}$ можно пренебречь. С точки зрения практики коэффициент $K_{м\ отр}$ можно не учитывать также при определении экранирования электрических полей и плоских волн.

Полные характеристическое и волновое сопротивления

В данной главе используются следующие характеристические постоянные среды

магнитная проницаемость $\mu_а$ (для вакуума $\mu_а=\mu_0=4\pi\cdot10^{-7}$ Г/м);
диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_а$ (для вакуума

$$\varepsilon_а=\varepsilon_0=8{,}85\cdot10^{-12}\ Ф/м);$$

удельная электрическая проводимость σ (у меди $\sigma=5{,}82\cdot10^7$ мСм/м).

Для любой электромагнитной волны волновой импеданс (полное волновое сопротивление) есть

$$Z_w = \frac{E}{H}. \tag{6.4}$$

Полное характеристическое сопротивление среды определяется [8] следующим выражением:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega\mu_a}{\sigma + j\omega\varepsilon_a}}. \tag{6.5}$$

В случае плоской волны в дальнем поле Z_0 равно полному волновому сопротивлению Z_w. Для диэлектриков ($\sigma \ll j\omega\varepsilon_a$) выражение для полного характеристического сопротивления приобретает вид

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}}. \tag{6.6}$$

В вакууме Z_0 равно 377 Ом. В случае проводников ($\sigma \gg j\omega\varepsilon_a$) полное характеристическое сопротивление называется полным сопротивлением экрана $Z_э$ и определяется как

$$Z_э = \sqrt{\frac{j\omega\mu_a}{\sigma}} = \sqrt{\frac{\omega\mu_a}{2\sigma}}(1+j), \tag{6.7а}$$

$$|Z_э| = \sqrt{\frac{\omega\mu_a}{\sigma}}. \tag{6.7б}$$

Для меди на частоте 1 кГц $|Z_э| = 1{,}16 \cdot 10^{-5}$ Ом. Подстановка в уравнение (6.7б) численных значений постоянных дает следующие результаты:

для меди

$$|Z_э| = 3{,}68 \cdot 10^{-7}\sqrt{f}, \tag{6.8а}$$

для алюминия

$$|Z_э| = 4{,}71 \cdot 10^{-7}\sqrt{f}, \tag{6.8б}$$

для стали

$$|Z_э| = 3{,}68 \cdot 10^{-5}\sqrt{f}. \tag{6.8в}$$

В общем случае для любого проводника

$$|Z_э| = 3{,}68 \cdot 10^{-7}\sqrt{\frac{\mu}{\sigma_{отн}} f}. \tag{6.8г}$$

Таблица 6.1

Относительная удельная проводимость и относительная магнитная проницаемость различных материалов

Материал	Относительная удельная проводимость $\sigma_{отн}$	Относительная магнитная проницаемость μ
Серебро	1,05	1
Медь отожженная	1,00	1
Золото	0,70	1
Алюминий	0,61	1
Латунь	0,26	1
Никель	0,20	1
Бронза	0,18	1
Олово	0,15	1
Сталь (марки SAE 1045)	0,10	1000
Свинец	0,08	1
Монель	0,04	1
Нержавеющая сталь (марки 430)	0,02	500

В табл. 6 1 приведены характерные значения относительной магнитной проницаемости μ и относительной удельной проводимости $\sigma_{отн}$[1])

Потери на поглощение

При прохождении электромагнитной волны в среде ее амплитуда уменьшается экспоненциально [8], как показано на фиг. 6.6. Это объясняется тем, что токи, индуцируемые в среде, вызывают омические потери и, следовательно, нагрев вещества. Таким образом, можно записать, что

$$E_1 = E_0 e^{-t/\delta} \tag{6.9}$$

и

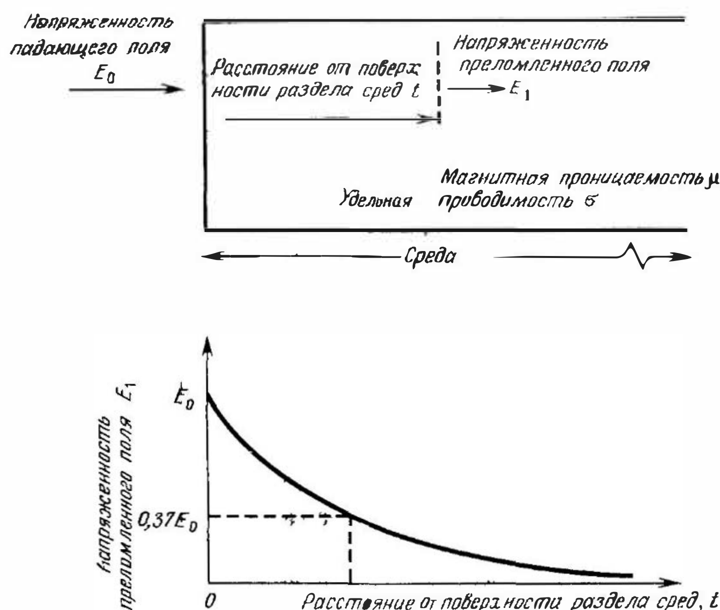
$$H_1 = H_0 e^{-t/\delta}, \tag{6.10}$$

где E_1 и H_1 — напряженность волны на расстоянии t от поверхности среды (фиг 6 6) Расстояние, которое волна должна пройти до того, как будет ослаблена в e раз, или до 37% своего первоначального значения, определяется как глубина скин-слоя:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_a \sigma}} \text{ (м)}^{2)}. \tag{6.11a}$$

[1]) $\sigma_{отн} = \sigma / \sigma_{медь}$ — *Прим перев*

[2]) При вычислении по этому уравнению глубина скин-слоя выражается в метрах, если используются значения постоянных, приведенные на стр. 161 (система МКС).



Фиг. 6 6. Экспоненциальное затухание электромагнитной волны проходящей через поглощающую среду

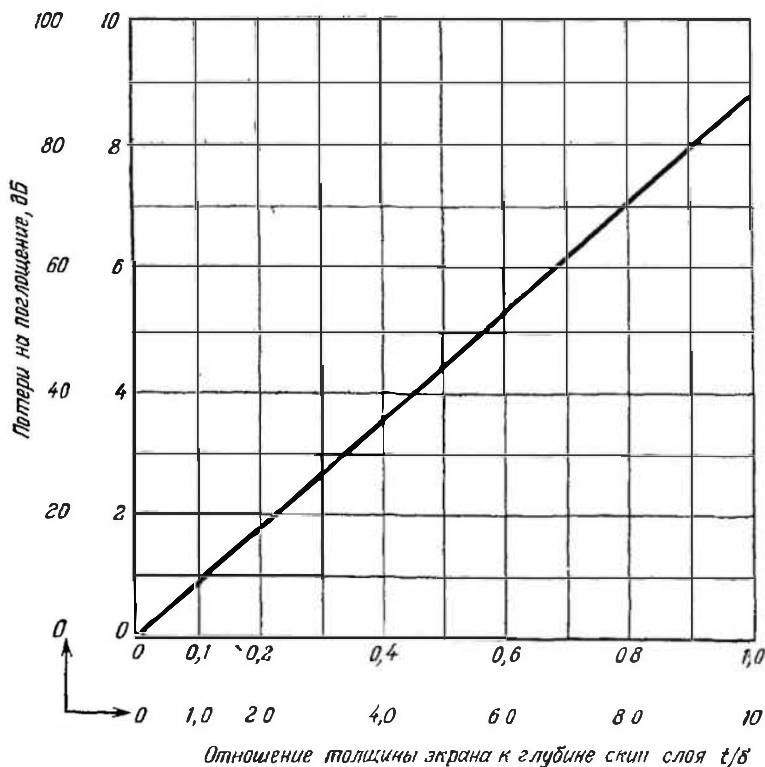
В применении к реальным веществам уравнение (6 11а) можно преобразовать Подстановка численных значений μ_a и σ и замена единиц измерения таким образом, чтобы глубина скин-слоя выражалась в миллиметрах, дают следующее выражение

$$\delta = \frac{66}{\sqrt{f\mu\sigma_{\text{отн}}}} \text{ (мм)}. \qquad (6.11б)$$

Таблица 6 2

Глубина скин-слоя у некоторых материалов

Частота	Глубина слоя, мм		
	медь	алюминий	сталь
60 Гц	8,5	10,9	0,86
100 Гц	6,6	8 5	0 66
1 кГц	2,1	2,7	0,203
10 кГц	0,66	0 84	0,076
100 кГц	0 203	0,279	0,020
1 МГц	0,076	0,076	0,0076
10 МГц	0,020	0,025	0,0020



Фиг 6 7 Зависимость потерь на поглощение от отношения толщины экрана t к глубине скин слоя среды δ

График справедлив для электрического и магнитного полей, а также для плоских волн

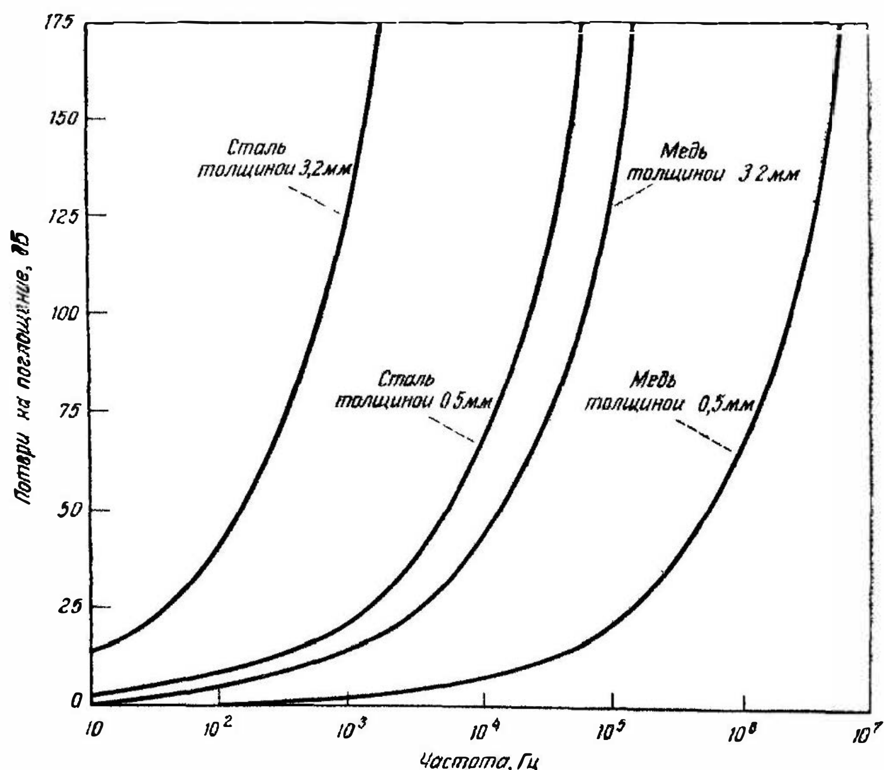
В табл 6 2 приведены некоторые характерные значения глубины скин слоя для меди, алюминия и стали

Потери на поглощение в экране можно записать теперь в следующем виде

$$K_{\text{погл}} = 20 \frac{t}{\delta} \lg e \text{ (дБ)}, \tag{6.12а}$$

$$K_{\text{погл}} = 8{,}69 \frac{t}{\delta} \text{ (дБ)}. \tag{6.12б}$$

Из этих уравнений видно, что *потери на поглощение в экране, имеющем толщину, равную глубине скин-слоя, составляют ~9 дБ* Увеличение толщины экрана вдвое удваивает потери, выраженные в децибелах



Фиг 6 8 Зависимость потерь на поглощение от частоты для двух значений толщины экрана

На фиг. 6.7 представлен график зависимости потерь на поглощение от отношения t/δ. Эта прямая справедлива для плоских волн, электрических или магнитных полей.

Подставив уравнение (6.11б) в уравнение (6.12б), получим для потерь на поглощение следующее выражение:

$$K_{\text{погл}} = 0,131 t \sqrt{f \mu \sigma_{\text{отн}}} \text{ (дБ)}. \qquad (6.13)$$

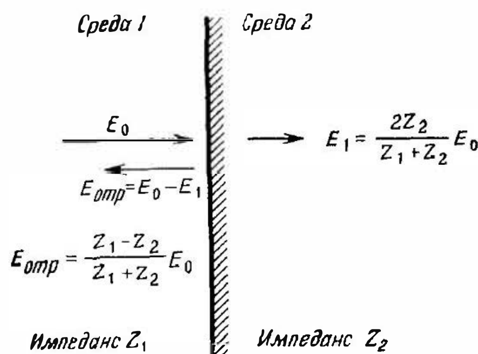
В этом уравнении t представляет собой толщину экрана (в миллиметрах). Значения относительной удельной проводимости и относительной магнитной проницаемости различных материалов, которые чаще всего используются для экранов, приведены в табл. 6.1.

На фиг. 6.8 графически представлена частотная зависимость потерь на поглощение в медных и стальных экранах для двух раз-

личных значений толщины листа. Тонкий лист меди (0,5 мм) обеспечивает значительные потери на поглощение (66 дБ) на частоте 1 МГц, но фактически не вносит потерь на частоте ниже 1 кГц. Сталь дает большее поглощение, чем медь. Однако даже при использовании стали для обеспечения заметного поглощения на частотах до 1 кГц необходимо использовать толстые листы.

Потери на отражение

Потери на отражение на границе раздела двух сред связаны с различными значениями полных характеристических сопротивлений этих сред зависимостью, приведенной на фиг. 6.9. Напряжен-



Фиг. 6.9. Отражение и преломление падающей волны на границе раздела двух сред.

E_1 — напряженность преломленной, а $E_{отр}$ — отраженной волн. Волна частично отражается, а частично проходит через поверхность.

ность волны, прошедшей из среды с сопротивлением Z_1 в среду с сопротивлением Z_2, равна [8]

$$E_1 = \frac{2Z_2}{Z_1+Z_2}E_0 \tag{6.14}$$

и

$$H_1 = \frac{2Z_1}{Z_1+Z_2}H_0. \tag{6.15}$$

Здесь E_0 и H_0 представляют собой напряженность электрической и магнитной составляющих падающей волны, а E_1 и H_1 — преломленной волны.

При прохождении волны через экран она встречает на своем пути две границы раздела сред (фиг. 6.10). Вторая граница располагается между средами с сопротивлениями Z_2 и Z_1. Параметры

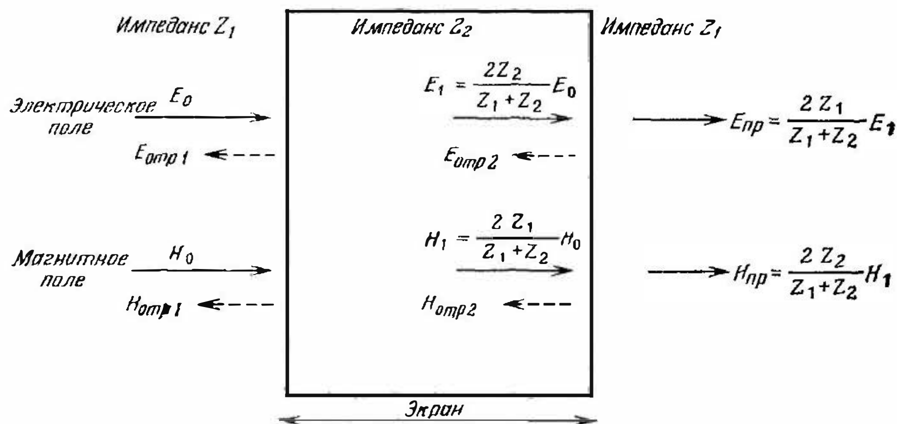
волны $E_{пр}$ и $H_{пр}$, прошедшей через эту границу, определяются выражениями

$$E_{пр} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} E_1 \qquad (6.16)$$

и

$$H_{пр} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} H_1. \qquad (6.17)$$

Если экран имеет толщину, значительную по сравнению с глубиной скин-слоя[1], общую напряженность волны, пропущенной



Фиг. 6.10. Частичные отражения и преломления на поверхностях экрана.

экраном, можно найти подстановкой уравнений (6.14) и (6.15) в уравнения (6.16) и (6.17) соответственно. При этом в полученных уравнениях не будут учтены потери на поглощение, которые были подсчитаны ранее. Таким образом, для толстых экранов параметры волны, прошедшей через экран, составят

$$E_{пр} = \frac{4Z_1Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} E_0 \qquad (6.18)$$

и

$$H_{пр} = \frac{4Z_1Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} H_0. \qquad (6.19)$$

Следует отметить, что, хотя электрическое и магнитное поля отражаются от каждой границы по-разному, суммарный эффект после

[1] В тонком экране наблюдается многократное отражение между этими двумя границами, *поскольку в экране потери на поглощение малы* (см. стр. 175).

прохождения обеих границ одинаков для обоих полей. Если экран изготовлен из металла и окружает область изолятора, то $Z_1 \gg Z_2$. При этих условиях наибольшее отражение (наименьшая напряженность пропущенной волны) наблюдается для электрических полей при входе волны в экран (на первой границе), а для магнитных полей — при ее выходе из экрана (на второй границе). *Поскольку отражение электрических полей происходит главным образом от первой поверхности, то даже очень тонкие материалы обеспечивают большие потери на отражение.* Однако отражение магнитных полей происходит в основном от второй поверхности, и, как будет показано ниже, многократное отражение внутри экрана уменьшает эффективность экранирования. При $Z_1 \gg Z_2$ уравнения (6.18) и (6.19) упрощаются:

$$E_{пр} = \frac{4Z_2}{Z_1} E_0 \quad (6.20)$$

и

$$H_{пр} = \frac{4Z_2}{Z_1} H_0. \quad (6.21)$$

Если в эти уравнения подставить Z_w вместо Z_1 и $Z_э$ вместо Z_2, то потери на отражение для электрического или магнитного поля можно записать в следующем виде:

$$K_{отр} = 20 \lg \frac{|Z_w|}{4|Z_э|} \text{ (дБ)}; \quad (6.22)$$

где Z_w — волновое сопротивление до прохождения волны в экран (6.4) и $Z_э$ — сопротивление экрана [уравнение (6.8г)].

Приведенные соотношения справедливы для потерь на отражение плоской волны, падающей на поверхность под прямым углом. Если направление падения не совпадает с нормалью к поверхности, отражение увеличивается с увеличением угла падения. Полученные результаты применимы не только к плоской волне, так как любое поле можно получить суперпозицией плоских волн. Приведенные уравнения справедливы также для искривленной поверхности, если радиус кривизны намного больше глубины скин-слоя.

Потери на отражение плоских волн

В случае плоской волны (в дальнем поле) волновое сопротивление Z_w равно характеристическому сопротивлению вакуума Z_0 (377 Ом). Уравнение (6.22) при этом приобретает следующий вид:

$$K_{отр} = 20 \lg \frac{94{,}25}{|Z_э|} \text{ (дБ)}. \quad (6.23а)$$

Подставив в данное уравнение вместо $|Z_э|$ выражение (6.8г) и произведя преобразования, получим

$$K_{отр}(дБ) = 168 - 10\lg(\mu f/\sigma_{отн}). \quad (6.23б)$$

Чем меньше полное сопротивление экрана, тем больше потери на отражение. Сопротивление экрана будет минимальным при изготовлении его из материала с высокой проводимостью и малой магнитной проницаемостью. На фиг. 6.11 дан график потерь на отражение для трех материалов: меди, алюминия и стали. Сравнение этого графика с графиком на фиг. 6.8 показывает, что хотя сталь дает большие потери на поглощение, чем медь, однако потери на отражение у нее меньше.

Суммарные потери плоских волн на поглощение и отражение

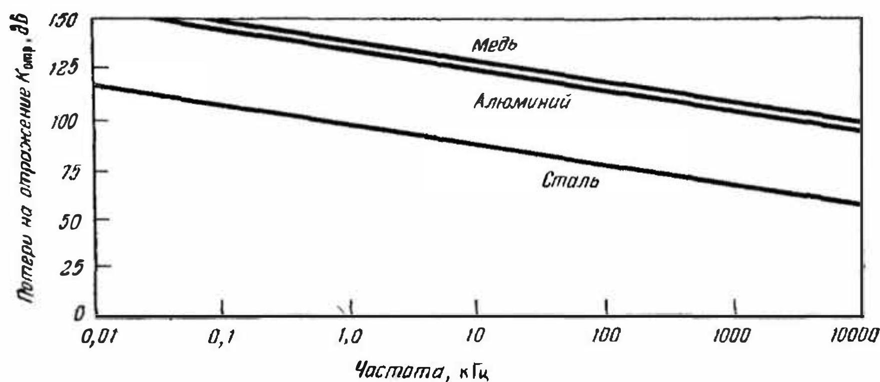
Общие потери для плоских волн в дальнем поле являются комбинацией потерь на поглощение и отражение [уравнение (6.3)]. Для плоских волн коэффициентом многократного отражения $K_{м.отр}$ обычно пренебрегают, так как потери на отражение достаточно велики и этот коэффициент мал. Если потери на поглощение превышают 1 дБ, коэффициент многократного отражения менее 11 дБ; при потерях на поглощение более 4 дБ поправка на многократное отражение составляет менее 2 дБ[1].

На фиг. 6.12 показано общее ослабление действия поля (или эффективность экранирования), обеспечиваемое медным экраном толщиной 0,5 мм. Потери на отражение с увеличением частоты уменьшаются; это объясняется возрастанием с частотой сопротивления экрана $Z_э$. Потери на поглощение с частотой увеличиваются из-за уменьшения глубины скин-слоя. Минимум эффективности экранирования наблюдается на некоторой промежуточной частоте (в данном случае на частоте 10 кГц). Для низкочастотных плоских волн почти все ослабление дают потери на отражение, в то время как на высоких частотах ослабление происходит в основном из-за потерь на поглощение.

Потери на отражение в ближнем поле

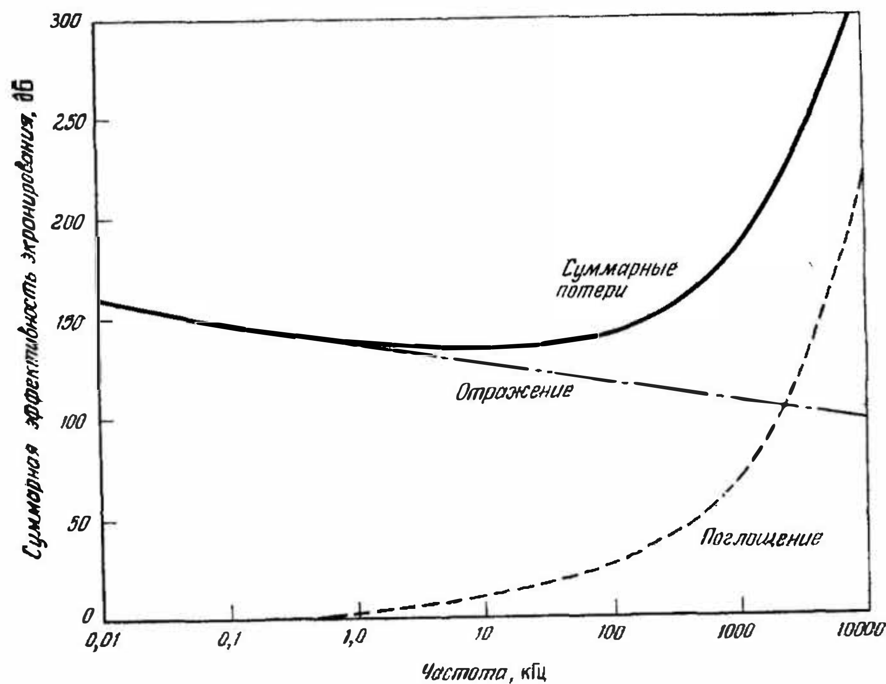
В ближнем поле отношение напряженностей электрического и магнитного полей уже не зависит от характеристического сопротивления среды, а определяется в основном параметрами источника (антенны). Если источник высоковольтный и слаботочный, волновое сопротивление превышает 377 Ом и поле будет высоко-

[1] То есть достаточно очень небольшого поглощения, чтобы $K_{м.отр}$ стал мал по сравнению с потерями на отражение. — *Прим. ред.*

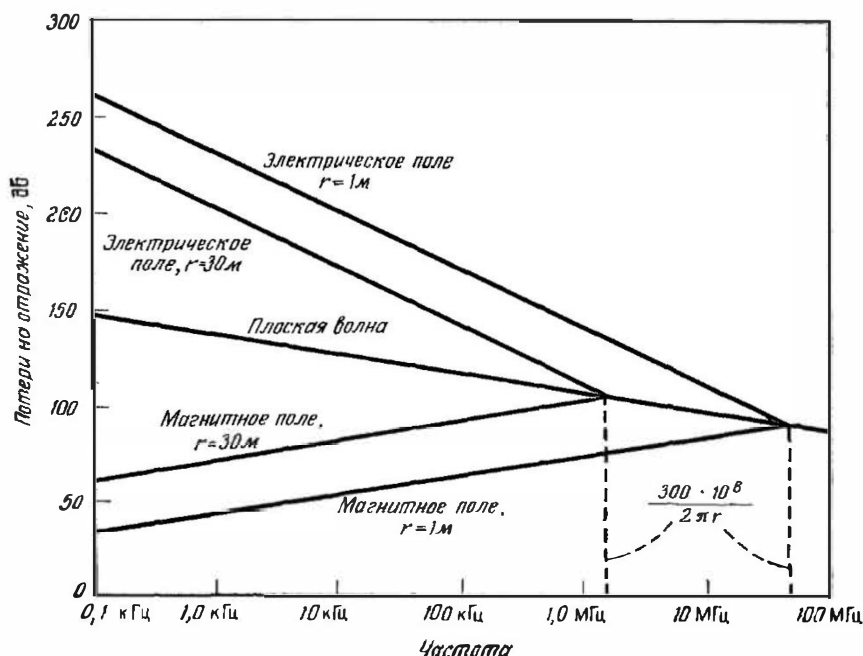


Фиг. 6.11. Зависимость потерь на отражение плоских волн от частоты для экранов из различного материала.

Потери выше на низких частотах и у веществ с высокой электропроводностью.



Фиг. 6.12 Частотная зависимость эффективности экранирования медным экраном толщиной 0,5 мм в дальнем поле.



Фиг. 6.13. Графики потерь на отражение в медном экране в зависимости от частоты, расстояния между источником и экраном и характера волны.

омным, или электрическим. Для низковольтного и сильноточного источника волновое сопротивление меньше 377 Ом и поле будет низкоомным, или магнитным.

Поскольку потери на отражение [уравнение (6.22)] есть функция отношения между волновым сопротивлением и сопротивлением экрана, эти потери зависят от волнового сопротивления. Высокоомное (электрическое) поле имеет поэтому большие потери на отражение, чем плоская волна. Аналогично потери на отражение для низкоомного (магнитного) поля меньше, чем для плоской волны. На фиг. 6.13 представлены соответствующие графики для случая медного экрана, удаленного от источника на расстояние 1 и 30 м. Здесь же для сравнения приведен график потерь на отражение для плоской волны.

При любом определенном расстоянии между источником и экраном эти три кривые (для электрического и магнитного полей и плоской волны) на фиг. 6.13 сливаются в одну на частоте, при которой расстояние между источником и экраном становится равным $\lambda/2\pi$. При разнесении источника и экрана на 30 м кривые магнитного и электрического полей пересекаются на частоте 1,6 МГц.

На фиг. 6.13 приведены графики для точечных источников, создающих только электрические или только магнитные поля. Однако большинство встречающихся на практике источников дает комбинированное поле с электрической и магнитной составляющими. Отсюда следует, что для реального источника кривая потерь на отражение лежит где-то между показанными на графике линиями «электрическое поле» и «магнитное поле».

Как можно видеть из фиг. 6.13, для электрического поля потери на отражение с частотой уменьшаются, пока расстояние от источника не станет равным $\lambda/2\pi$. За этой точкой потери на отражение будут те же, что и для плоской волны. Потери на отражение магнитного поля с частотой увеличиваются опять-таки до тех пор, пока не будет достигнуто расстояние $\lambda/2\pi$, после чего они уменьшаются так же, как и для плоской волны.

Потери на отражение электрического поля

Волновое сопротивление, создаваемое точечным источником электрического поля, можно аппроксимировать при условии $r < \lambda/2\pi$ следующим уравнением:

$$|Z_w|_{эл} = \frac{1}{2\pi f \varepsilon_a r}, \tag{6.24}$$

где r — расстояние от источника до экрана в метрах, а ε_a — диэлектрическая проницаемость. Потери на отражение можно определить, подставив (6.24) в уравнение (6.22):

$$(K_{отр})_{эл} = 20 \lg \frac{1}{8\pi f \varepsilon_a r\,|Z_э|} \ (дБ), \tag{6.25}$$

или

$$(K_{отр})_{эл} = 20 \lg \frac{4,5\cdot 10^9}{fr\,|Z_э|} \ (дБ), \tag{6.26}$$

где r измеряется в метрах. Характеристическое сопротивление экрана $Z_э$ можно определить из уравнения (6.8г).

На фиг. 6.13 линии «электрическое поле» представляют собой графики уравнения (6.26) для медного экрана при расстоянии r, равном 1 и 30 м. Это уравнение и соответствующие графики отображают потери на отражение на определенном расстоянии от точечного источника, создающего только электрическое поле. Реальный источник электрического поля создает, однако, в дополнение к электрическому полю некоторую небольшую составляющую магнитного поля. Поэтому истинные потери на отражение[1] соответствуют точкам, расположенным на фиг. 6.13 где-то между линиями электрического поля и плоской волны. Поскольку в общем случае мы не знаем, где именно между этими двумя линиями находятся значения, соответствующие реальному источнику, обычно

[1] *Для ближнего электрического поля. — Прим. перев.*

для определения потерь на отражение электрического поля используются результаты вычислений для плоской волны [уравнение (6.23)]. При этом фактические потери на отражение будут не меньше вычисленных по уравнению (6.23).

Суммарные потери на поглощение и отражение для электрического поля

Из уравнения (6.3) следует, что общие потери для электрического поля есть комбинация потерь на поглощение [уравнение (6.13)] и отражение [уравнение (6.23)]. В случае электрического поля корректирующим коэффициентом многократного отражения $K_{м.\,отр}$ обычно пренебрегают, так как потери на отражение велики по отношению к корректирующему члену. *Для электрического поля основным механизмом экранирования являются потери на отражение.*

Потери на отражение магнитного поля

Волновое сопротивление, обусловленное наличием точечного источника магнитного поля, можно аппроксимировать в предположении, что $r<\lambda/2\pi$, следующим уравнением:

$$|Z_{\omega}|_{м}=2\pi f\mu_{a}r, \qquad (6.27)$$

где r — расстояние от источника до экрана, а μ_a — магнитная проницаемость среды. Потери на отражение можно определить, подставив уравнение (6.27) в (6.22):

$$(K_{отр})_{м}=20\lg\frac{2\pi f\mu_{a}r}{4\,|Z_{э}|}\ (дБ), \qquad (6.28)$$

или

$$(K_{отр})_{м}=20\lg\frac{1{,}97\cdot10^{-6}fr}{|Z_{э}|}\ (дБ), \qquad (6.29а)$$

где r измеряется в метрах. Подставив в уравнение (6.29а) значение $|Z_э|$ из (6.8г), после преобразований получим

$$\boxed{(K_{отр})_{м}\,(дБ)=14{,}6+10\lg\frac{fr^{2}\sigma_{отн}}{\mu},}^{1)} \qquad (6.29б)$$

где r измеряется в метрах.

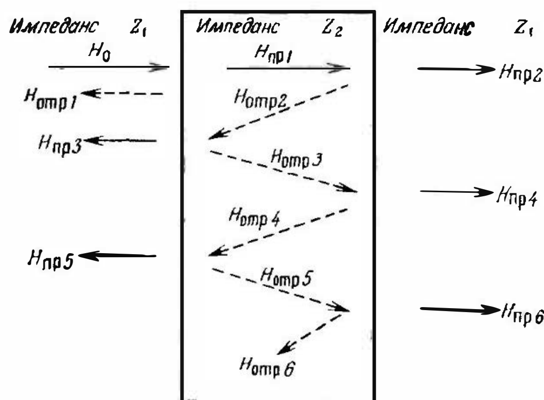
[1]) Если при вычислениях, согласно (6.29б), получается отрицательное значение $K_{отр}$, то вместо него следует использовать $K_{отр}=0$, а коэффициент многократного отражения $K_{м\ отр}$ при этом не учитывается. Если $K_{отр}$ получается положительным и близким к нулю, уравнение (6.29б) дает небольшую погрешность. Она появляется вследствие того, что предположение $Z_1 \gg Z_2$, сделанное при выводе уравнения (6.29б), в данном случае не выполняется. При $K_{отр}=0$ ошибка составляет 3,8 дБ и уменьшается по мере увеличения $K_{отр}$. Однако для практических расчетов даже этой ошибкой можно пренебречь.

Кривые магнитного поля на фиг. 6.13 представляют собой графики уравнения (6.29б) для медного экрана при расстоянии r, равном 1 и 30 м. Уравнение (6.29б) и соответствующие графики отображают потери на отражение на определенном расстоянии от точечного источника, создающего только магнитное поле. Большинство реальных источников магнитного поля в дополнение к последнему создают небольшую составляющую электрического поля, и потери на отражение на фиг. 6.13 лежат где-то между линиями магнитного поля и плоской волны. Так как в общем случае мы не знаем, где именно между этими двумя линиями находятся значения, соответствующие реальному источнику, то для определения потерь магнитного поля на отражение следует использовать уравнение (6.29б). При этом фактическое значение потерь на отражение будет не меньше, чем вычисленное по этому уравнению.

Если расстояние до источника неизвестно, потери магнитного поля на отражение в ближнем поле на низких частотах обычно можно считать равными нулю.

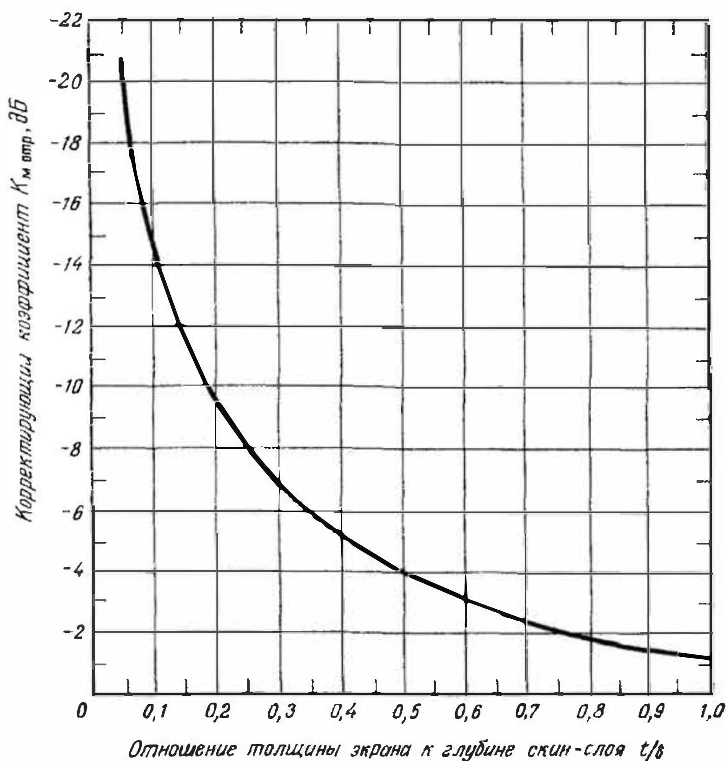
Многократное отражение в тонких экранах

Если толщина экрана невелика, волна, отраженная от второй границы, еще раз отражается от первой границы и опять возвращается ко второй границе с тем, чтобы вновь отразиться от нее,



Фиг. 6.14. Многократное отражение в тонком экране; при каждом отражении часть волны проходит в другую среду.

как показано на фиг. 6.14. В случае толстого экрана этим явлением можно пренебречь из-за больших потерь на поглощение. К тому времени, когда волна во второй раз достигает второй границы, ее амплитуда будет пренебрежимо мала, поскольку перед этим она уже прошла экран три раза.



Фиг. 6.15 График зависимости корректирующего коэффициента многократного отражения в тонких экранах для магнитных полей

Для электрических полей почти вся падающая волна отражается от первой границы и лишь небольшая ее часть проникает в экран. Это можно видеть из уравнения (6.14) и из того факта, что $Z_2 \ll Z_1$. Поэтому многократные отражения внутри экрана для электрических полей можно не учитывать.

Для магнитных полей большая часть падающей волны при $Z_2 \ll Z_1$ проходит в экран через первую границу, как это следует из уравнения (6.15). Напряженность прошедшей волны фактически равна удвоенной напряженности падающей волны. При такой большой величине поля в экране необходимо рассматривать влияние многократного отражения внутри экрана.

Корректирующий коэффициент многократного отражения для магнитных полей в экране толщиной t при глубине скин-слоя δ [1]

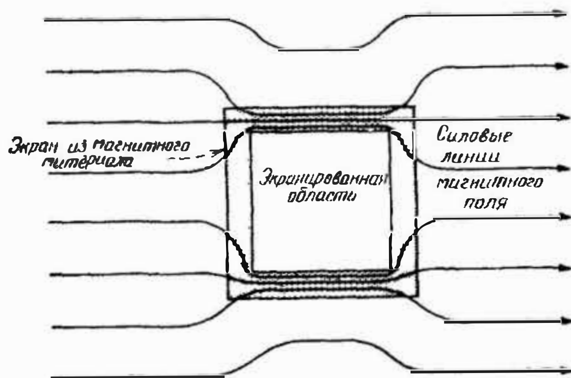
$$K_{м.отр}\,(\text{дБ}) = 20\lg\left(1 - e^{-2t/\delta}\right). \qquad (6.30)$$

[1] Вывод этого уравнения см в приложении 3

На фиг. 6.15 дан график зависимости корректирующего коэффициента $K_{м\ отр}$ от t/δ. Отметим, что этот коэффициент имеет отрицательные значения, что указывает на уменьшение эффективности экранирования тонкого экрана вследствие многократного отражения.

Суммарные потери на поглощение и отражение для магнитного поля

Общие потери для магнитного поля получаются в соответствии с уравнением (6.3) как комбинация потерь на поглощение [уравнение (6.13)] и на отражение [уравнение (6.29б)]. Если экран имеет значительную толщину (потери на поглощение >10 дБ),

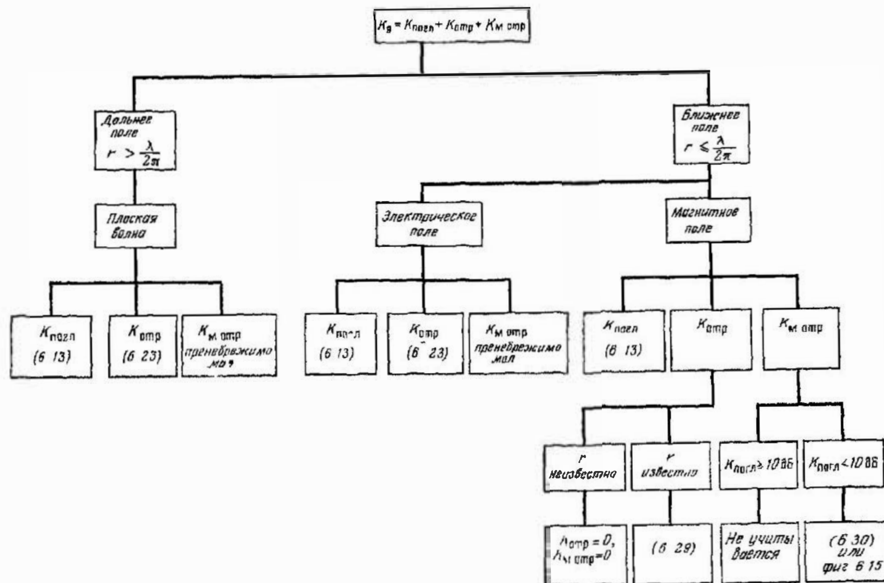


Фиг. 6.16. Экранирование за счет низкого магнитного сопротивления магнитного материала.

Магнитное поле отводится от экранируемой области.

коэффициентом многократного отражения $K_{м.\ отр}$ можно пренебречь. При тонком экране следует учитывать корректирующий коэффициент, получаемый из уравнения (6.30) или по графику на фиг. 6.15.

В ближнем поле потери на отражение для низкочастотного магнитного поля малы. Вследствие многократных отражений в тонком экране это выражено еще более резко. *Основные потери для магнитных полей низкой частоты составляют, таким образом, потери на поглощение.* Дополнительную защиту от низкочастотных магнитных полей можно обеспечить только созданием магнитного шунта с низким значением магнитного сопротивления для отвода поля от защищаемой схемы. Этот метод иллюстрируется фиг. 6.16.



Фиг 6 17 Сводка уравнений, которые следует использовать при вычислении эффективности экранирования при различных условиях

Сводка уравнений для экранирования

На фиг. 6.17 представлена схема, показывающая, какие уравнения используются для определения эффективности экранирования при различных условиях. Качественное обобщение экранирующих свойств сплошного экрана при различных условиях дано в табл. 6.3.

Магнитный материал как экран

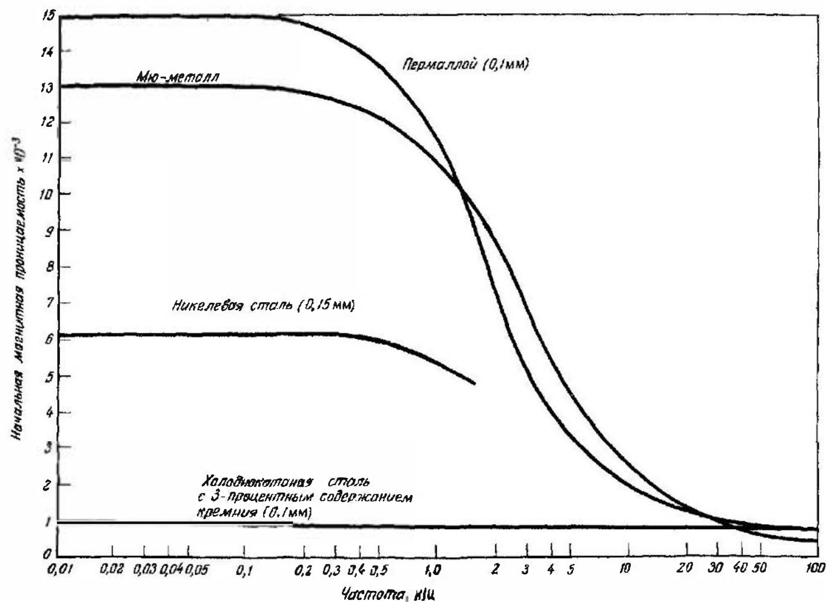
Если вместо материала с высокой проводимостью в качестве экрана использовать ферромагнитный материал, это приведет к увеличению магнитной проницаемости μ_a и уменьшению проводимости σ. Получим следующие результаты:

1. Потери на поглощение возрастут, так как у большинства магнитных материалов магнитная проницаемость увеличивается в большей степени, чем уменьшается проводимость [уравнение (6.13)].

2. Потери на отражение уменьшатся из-за увеличения сопротивления экрана $Z_э$ [уравнение (6.23б)]. Полные потери в экране равны сумме потерь на поглощение и отражение. *В случае магнитных полей низкой частоты потери на отражение очень малы и основным механизмом экранирования являются потери на поглощение. В этих условиях для увеличения потерь на поглощение целесообразно использовать магнитный материал.* Для низкочастотного электрического поля или плоских волн экранирование обусловлено главным образом отражением В этом случае применение магнитного материала может ухудшить экранирование.

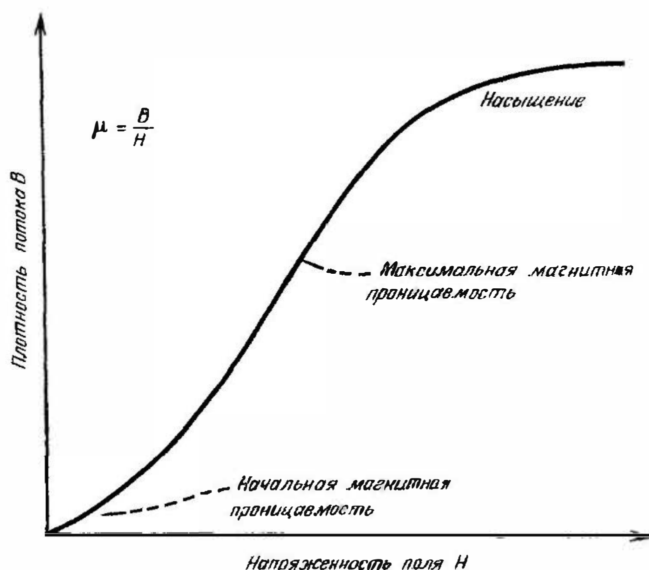
При рассмотрении экрана из магнитного материала необходимо учитывать его следующие, часто упускаемые из виду свойства: 1) уменьшение с частотой магнитной проницаемости; 2) зависимость магнитной проницаемости от напряженности поля; 3) возможность изменения магнитных свойств материалов с высокой магнитной проницаемостью, таких, как мю-металл, под воздействием механической обработки.

Обычно для магнитных материалов указываются статические значения магнитной проницаемости. С ростом частоты магнитная проницаемость уменьшается. Как правило, чем больше статическая проницаемость, тем сильнее она уменьшается с частотой. На фиг. 6.18 даны графики зависимости магнитной проницаемости от частоты для целого ряда магнитных материалов. Из них видно, что хотя мю-металл имеет в 13 раз большую статическую магнитную проницаемость, чем холоднокатаная сталь, однако на частоте 100 кГц его свойства хуже, чем у последней. Материалы с высокой магнитной проницаемостью лучше всего подходят для экранирования магнитных полей на частотах до 10 кГц.



Фиг. 6.18. Зависимость магнитной проницаемости от частоты для различных магнитных материалов.

Эффективность работы магнитных материалов в качестве экранов зависит от напряженности поля H. Типичная кривая намагничивания показана на фиг. 6.19. Статическая магнитная проницаемость представляет собой отношение B к H. Можно видеть, что максимум магнитной проницаемости, а значит, и экранирующей способности наблюдается при средней величине напряженности поля. При меньших и бо́льших значениях напряженности маг-

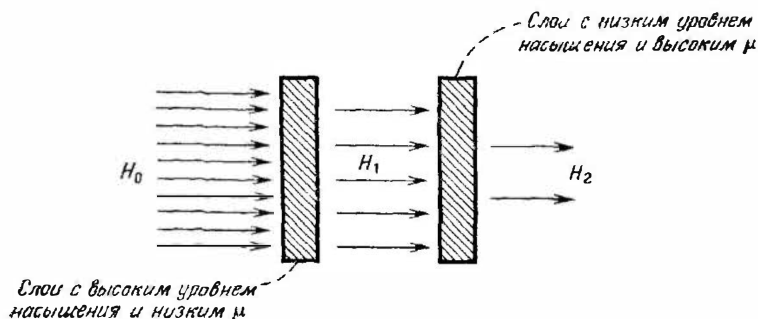


Фиг 6.19 Типичная кривая намагничивания
Магнитная проницаемость равна тангенсу угла наклона кривой.

нитная проницаемость, а следовательно, и экранирующая способность меньше. При больших значениях напряженности поля этот эффект обусловлен насыщением, которое зависит от вида материала и его толщины. По мере того как напряженность поля заходит далеко в область насыщения, магнитная проницаемость резко падает. В общем случае, чем выше значение магнитной проницаемости, тем меньшая напряженность поля вызывает насыщение. В большинстве спецификаций на магнитные материалы приводится наибольшее значение магнитной проницаемости, а именно то, которое она имеет при оптимальных значениях частоты и напряженности поля. Такие параметры могут ввести в сильное заблуждение.

Чтобы исключить насыщение, можно использовать многослойные магнитные экраны. Пример такого экрана представлен на фиг. 6.20. Здесь первый экран (из материала с низкой магнитной

проницаемостью) имеет высокий уровень насыщения, а второй экран (из материала с высокой магнитной проницаемостью) — низкий. Первый экран уменьшает напряженность магнитного поля до величины, которая не вызывает насыщения второго экрана, обеспечивающего основное экранирование магнитного поля. Такие экраны можно также делать, используя в качестве первого экрана проводящий материал, например медь, а для второго — магнитный



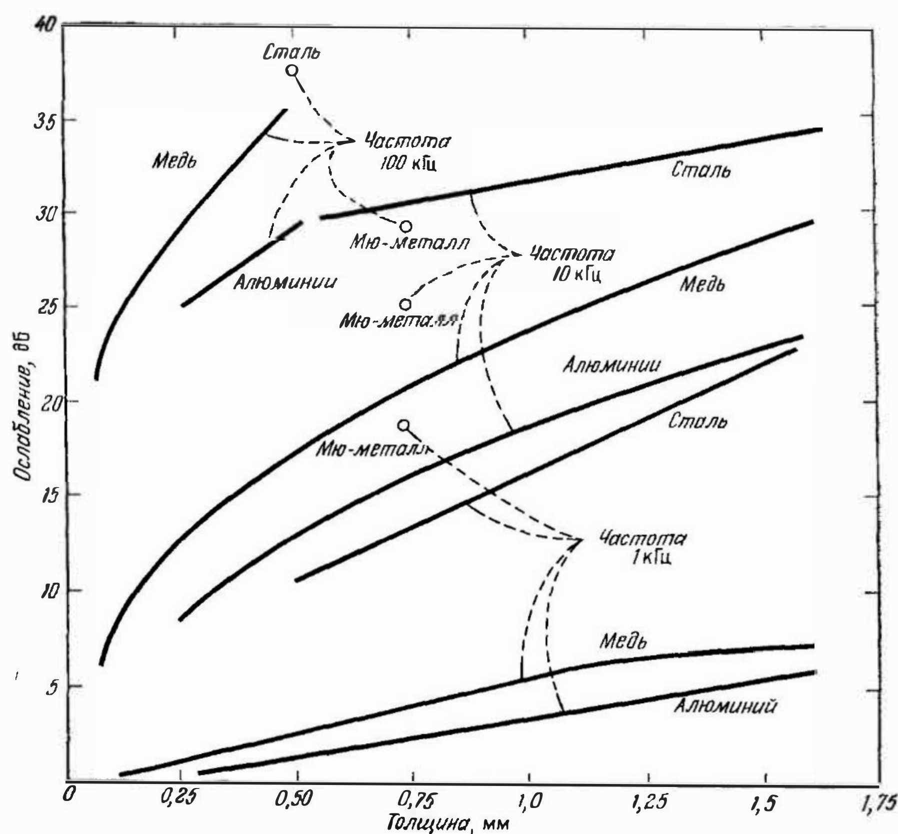
Фиг 6 20 Использование многослойного экрана для устранения явления насыщения

материал. Материал с низкой магнитной проницаемостью и высоким уровнем насыщения всегда помещается на стороне экрана, ближней к источнику магнитного поля. В некоторых сложных случаях для получения желаемого ослабления поля могут потребоваться дополнительные слои экрана. Еще одно преимущество многослойных экранов состоит в том, что они увеличивают потери на отражение из-за наличия дополнительных отражающих поверхностей.

Механическая обработка некоторых материалов с высокой магнитной проницаемостью, таких, как мю-металл или пермаллой, может привести к ухудшению их магнитных свойств. Это может произойти также при падении или ударе. Чтобы восстановить магнитные свойства материала, его необходимо соответствующим образом отжечь.

Экспериментальные данные

На фиг. 6.21 и 6 22 показаны результаты испытаний, проведенных для измерения эффективности экранирования магнитного поля металлическими экранами различного типа. Измерения проводились в ближнем поле при расстоянии от источника до приемника около 2,5 мм. Экраны имели толщину от 0,07 до 1,5 мм, а частота испытательного сигнала изменялась от 1 до 100 кГц. Из

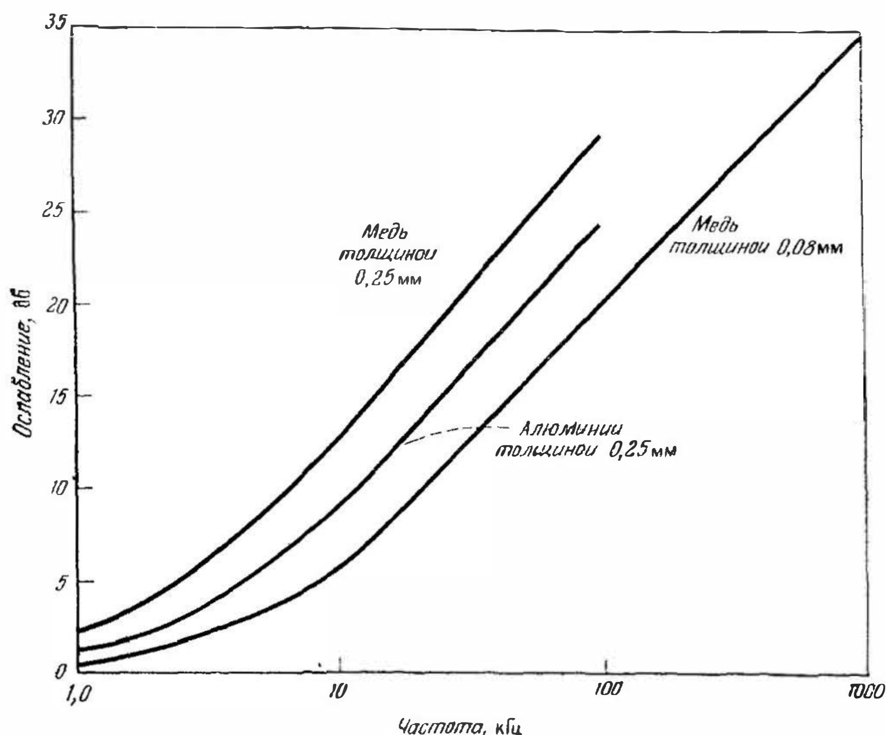


Фиг 6.21. Экспериментальные данные по ослаблению магнитного поля в металлических листах в ближнем поле

фиг. 6.21 ясно видно превосходство стали над медью при экранировании магнитных полей на частоте 1 кГц. Однако при 100 кГц медь уже ненамного уступает стали, а где-то между 100 кГц и 1 МГц лежит точка, где медь становится лучшим экраном, чем сталь.

На фиг. 6.21 показано также влияние частоты на мю-металл как магнитный экран. На частоте 1 кГц мю-металл эффективнее стали, а при 10 кГц сталь эффективнее мю-металла. На частоте 100 кГц сталь, медь и алюминий «работают» лучше, чем мю-металл.

Некоторые данные с фиг. 6.21 воспроизведены на фиг. 6.22 с тем, чтобы показать ослабление, обеспечиваемое тонкими медными и стальными экранами на различных частотах.



Фиг 6 22 Результаты измерений ослабления магнитного поля листами электропроводящих материалов в ближнем поле.

Таким образом, можно сделать вывод, что магнитный материал, например сталь или мю-металл, на низких частотах позволяет получить лучший экран для магнитного поля, чем хороший проводник, такой, как алюминий или медь. Однако на высоких частотах лучшее экранирование магнитного поля обеспечивают материалы с большой проводимостью.

Эффективность экранирования магнитного поля сплошными немагнитными экранами с частотой увеличивается. Отсюда следует, что измерение эффективности экранирования следует производить на самой низкой частоте, представляющей интерес. У магнитных материалов эффективность экранирования с увеличением частоты может уменьшаться из-за уменьшения магнитной проницаемости. Эффективность несплошных экранов также может уменьшаться с ростом частоты вследствие увеличения утечек через отверстия.

Стыки и отверстия

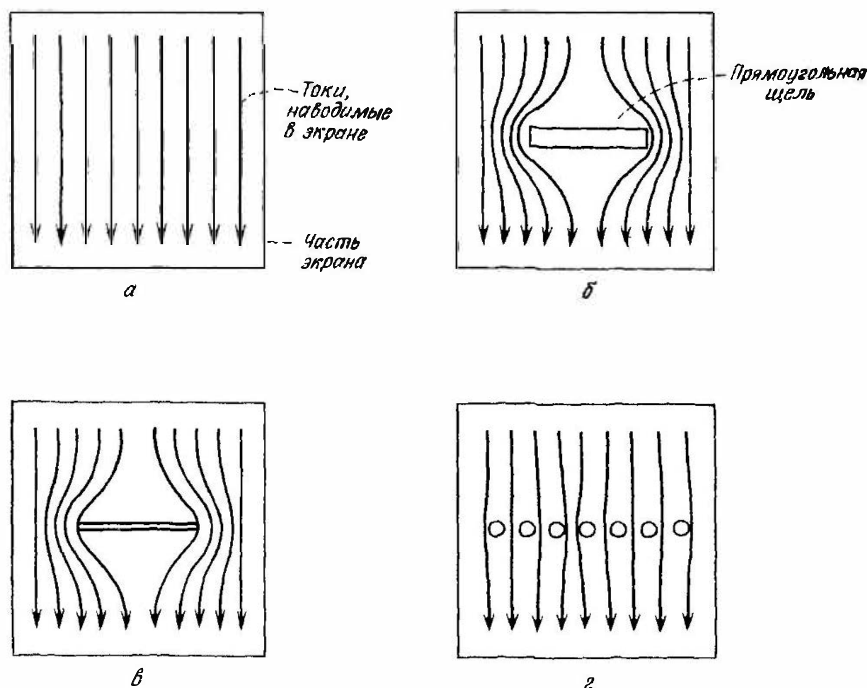
Предыдущие вычисления эффективности экранирования велись в предположении, что экран сплошной и не имеет стыков и отверстий. Было показано, что, за исключением низкочастотных магнитных полей, очень легко получить эффективность экранирования более 90 дБ. Однако на практике большинство экранов не являются сплошными. Они должны иметь крышки для доступа к схеме, дверцы, отверстия для проводов, вентиляции, переключателей и измерительных приборов, а также механические соединения и швы. Все это значительно снижает эффективность экрана. *С точки зрения практики собственная эффективность экранирования материала экрана представляет меньший интерес, чем утечки через швы, соединения и отверстия.*

Разрывы в экранах обычно оказывают большее влияние на утечки магнитного поля, чем электрического. Соответственно большее внимание следует уделять методам минимизации утечек магнитного поля. Почти во всех случаях те же самые методы пригодны и для уменьшения утечек электрического поля.

Величина утечки через разрывы в экране зависит главным образом от трех факторов: 1) максимального линейного размера (а не площади) отверстия; 2) волнового сопротивления; 3) частоты источника.

Тот факт, что максимальный размер, а не площадь определяет величину утечки, лучше всего можно понять, рассмотрев экранирование с точки зрения теории цепей. Поля шумов индуцируют токи в экране, а индукционные токи создают дополнительные поля. Эти новые поля нейтрализуют первоначальное поле в некоторых областях пространства. Для того чтобы это происходило, такие токи должны иметь возможность протекать без возмущений в направлении, заданном падающим полем. Если в экране имеется разрыв, вынуждающий индуцированные токи отклоняться от первоначального пути, эффективность экранирования уменьшается.

Фиг. 6.23 иллюстрирует, каким образом нарушения непрерывности экрана влияют на индуцированные в экране токи. На фиг. 6.23, *а* изображено сечение сплошного экрана с наведенными в нем токами. На фиг. 6.23, *б* показано, как прямоугольная щель заставляет наведенные в экране токи идти в обход щели, что приводит к возникновению утечки. На фиг. 6.23, *в* изображена намного более узкая щель той же длины. Эта более узкая щель оказывает на ток то же влияние, что и широкая щель на фиг. 6.23, *б*, и вызывает, следовательно, утечку такой же величины. На фиг. 6.23, *г* показано, что группа небольших отверстий оказывает на ток намного меньшее возмущающее действие, чем щель на фиг. 6.23, *б*, и поэтому они вызывают появление меньшей утечки



Фиг 6 23 Влияние формы и размера отверстий в экране на ток, наводимый в нем магнитным полем.

даже в том случае, когда их общая площадь та же, что и у щели. Из рассмотрения фигур становится ясно, что *большое число маленьких отверстий создает меньшую утечку, чем большое отверстие с той же площадью.*

Прямоугольная щель, показанная на фиг. 6.23, *б* или *в*, образует щелевую антенну. Такая антенна, даже очень узкая, может создавать значительную утечку, если ее длина превышает 1/100 длины волны. Швы и соединения часто образуют очень эффективные щелевые антенны. Максимальное излучение наблюдается от щелевой антенны, длина которой равна полуволне (1/2 длины волны).

Волновод на частоте ниже частоты среза

Дополнительного ослабления поля можно достичь, если изменить форму отверстия так, чтобы получился волновод (фиг. 6.24). Волновод имеет частоту среза, ниже которой он становится ат-

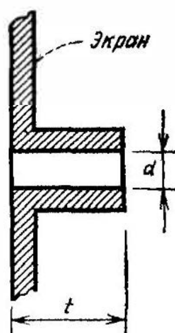
тенюатором. Ослабление является функцией длины волновода t. Для круглого волновода частота среза равна

$$f_{ср} = \frac{1,75 \cdot 10^{11}}{d} \text{ (Гц)}, \qquad (6.31)$$

где d — диаметр в миллиметрах. Для волновода прямоугольной формы

$$f_{ср} = \frac{1,5 \cdot 10^{11}}{l} \text{ (Гц)}, \qquad (6.32)$$

где l — наибольший линейный размер (в миллиметрах) поперечного сечения волновода.



Фиг. 6.24. Продольный разрез волновода длиной t с отверстием диаметром d.

При рабочей частоте, много меньшей частоты среза, эффективность экранирования магнитного поля круглым волноводом [12] равна

$$K_э = 32 \frac{t}{d} \text{ (дБ)}, \qquad (6.33)$$

где d — диаметр, а t — длина волновода в соответствии с фиг. 6.24. Для волновода прямоугольной формы [12]

$$K_э = 27,2 \frac{t}{l} \text{ (дБ)}, \qquad (6.34)$$

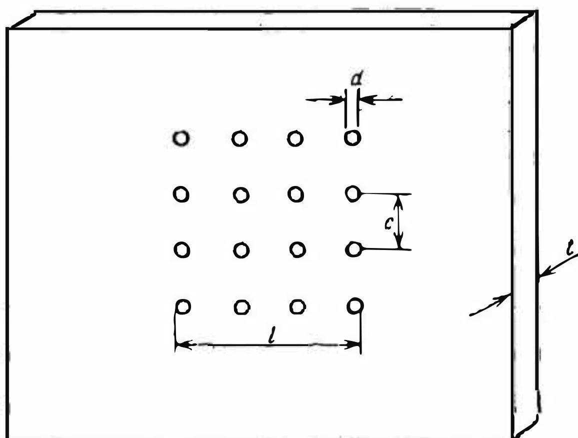
где l — наибольший линейный размер поперечного сечения волновода, а t — длина волновода. Волновод с длиной, равной трем диаметрам, обеспечивает ослабление свыше 100 дБ.

Если отверстие в экране имеет диаметр, меньший, чем толщина экрана, то образуется волновод. В предельном случае[1]) длина волновода равна толщине экрана.

[1]) При равенстве диаметра отверстия и толщины экрана. — *Прим. ред.*

Круглые отверстия

Обычно для обеспечения вентиляции используется конфигурация, представленная на фиг 6 25. Здесь показана часть экрана, содержащая квадратную решетку из круглых отверстий Диаметр отверстия равен d, расстояние между центрами соседних отверстий c, а общий размер решетки l. Квин [12] показал, что эффективность экранирования магнитного поля[1] равна



Фиг 6 25 Часть экрана с квадратной решеткой из круглых отверстий

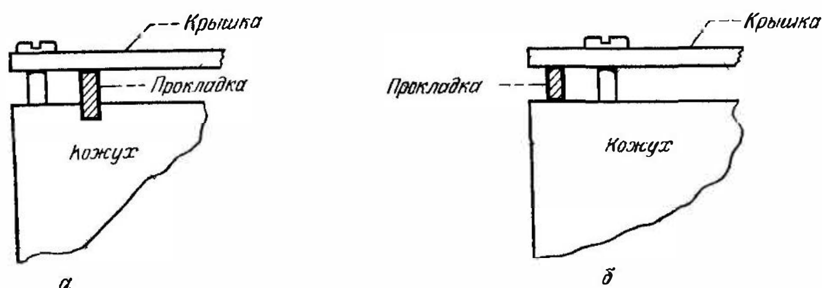
$$K_э\,(\text{дБ}) = 20\lg\frac{c^2 l}{d^3} + 32\frac{t}{d} + 3{,}8. \qquad (6\ 35)$$

Это уравнение не учитывает зависимость эффективности экранирования от частоты и справедливо при d, меньшем $\lambda/2\pi$ Для прямоугольной решетки с внешними размерами l_1 и l_2 в уравнение (6 35) следует подставить $l=\sqrt{l_1 l_2}$. Первый член данного уравнения представляет собой утечку через отверстия в тонком экране Он показывает, что эффективность экранирования обратно пропорциональна диаметру отверстия в третьей степени и прямо пропорциональна расстоянию между центрами отверстий во второй степени Второй член представляет собой коэффициент поправки на толщину и получается из рассмотрения каждого отверстия как волновода для частоты ниже частоты среза.

[1] Эффективность экранирования в этом случае есть дополнительное ослабление за счет применения решетки из круглых отверстий сверх того, которое обеспечивается, если удалить из экрана квадрат со стороной l.

Проводящие прокладки

Соединения, выполненные в виде непрерывного сварного или паяного шва, обеспечивают максимальное экранирование Клепаные и винтовые соединения менее желательны. Если применяются винты, их следует располагать как можно ближе друг к другу Всеми средствами надо стремиться сохранить электрическую непрерывность (проводимость) соединения для того, чтобы исклю-

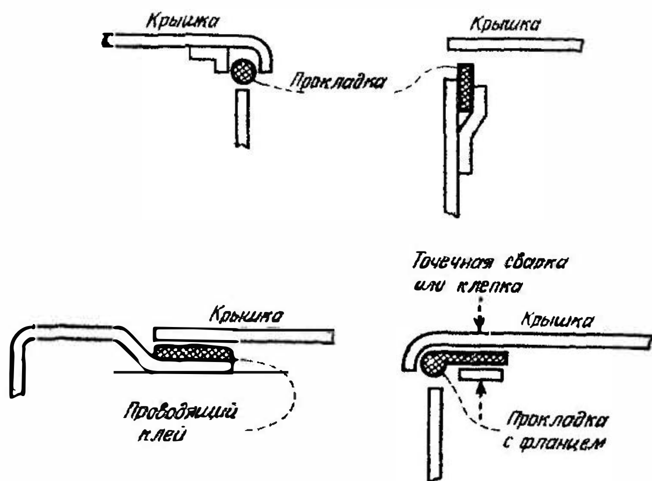


Фиг 6 26 Правильная (*а*) и неправильная (*б*) установка прокладок электромагнитной защиты

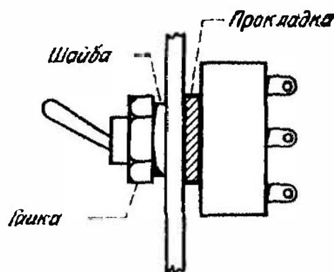
чить образование щелевой антенны Может возникнуть необходимость в том, чтобы поставить на соединение прокладки, защищающие от электромагнитных помех Имеются проводящие прокладки, которые при правильной постановке обеспечивают надежную цепь для электрического тока Они дают возможность регулировать утечки в диапазоне частот от долей килогерца до десятков гигагерц.

Один из наиболее употребительных типов проводящих прокладок изготовляют из плетеной проволочной сетки Они могут выпускаться также в виде лент прямоугольного или круглого сечения или с сечением, предварительно задаваемым разработчиком Прокладки изготовляют из различных материалов, в том числе из сплава железа с медью, посеребренной латуни, алюминия и монеля Материал прокладок должен быть гальванически совместим с контактирующей поверхностью для сведения коррозии к минимуму. По этой причине обычно не следует использовать монель или посеребренную латунь совместно с алюминиевым корпусом

На фиг. 6 26 показана правильная и неправильная установка проводящей прокладки между кожухом и крышкой. Прокладку следует устанавливать в паз с внутренней относительно винтов стороны для предотвращения утечки около отверстия под винт. Для того чтобы стык или шов обеспечивал непрерывную электри-



Фиг. 6.27. Допустимые способы установки прокладок электромагнитной защиты на тонких металлических корпусах.



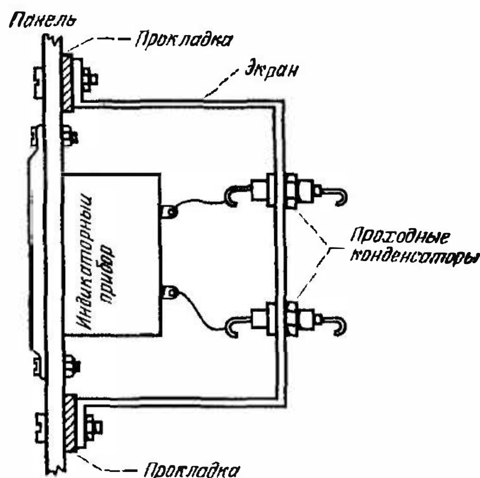
Фиг 6.28. Переключатель, установленный на панели с использованием прокладки электромагнитной защиты

ческую цепь, металл следует очистить от краски, окислов и непроводящих пленок. Металл должен быть защищен антикоррозионным проводящим покрытием. Не следует анодировать алюминий, лучше применять оксидирование (алодирование) или хромирование.

Если требуется обеспечить защиту как от электромагнитных помех, так и от воздействия внешней среды, можно использовать две отдельные прокладки или комбинированную прокладку, которая обычно выполнена из кремнийорганической резины с металлическим сетчатым каркасом. Устанавливаются ли уплотняющая прокладка (от воздействия внешней среды) и прокладка электромагнитной защиты совместно или как две отдельные прокладки, в любом случае уплотняющая прокладка должна быть наружной.

Если кожух изготовлен из листового металла, прокладки электромагнитной защиты можно монтировать одним из способов, представленных на фиг. 6 27.

Вентиляционные отверстия следует закрывать перфорированным листом или сеткой. Между всеми проводниками, составляющими сетку, должен быть обеспечен электрический контакт.



Фиг. 6 29. Способ экранирования отверстия в панели под измерительный прибор.

По внешнему периметру сетки должен быть обеспечен ее электрический контакт с шасси.

Переключатели и ручки управления, монтируемые на шасси, можно ставить на проводящие прокладки. Это следует делать так, как показано на фиг. 6.28. Большие отверстия, прорезанные в панели для измерительных приборов, могут свести эффективность экранирования на нет. Если измерительные приборы устанавливаются на экранирующей панели, их следует монтировать таким образом, чтобы обеспечивалось надежное экранирование получившегося отверстия (фиг. 6 29). Провода, входящие в экран, необходимо снабжать фильтрами, как указывалось в гл. 4. Экранированные корпуса следует электрически заземлять.

Чтобы достичь оптимального экранирования, надо мысленно представить себе корпус непроницаемым для «электрической жидкости», но заменить обычные уплотняющие прокладки на прокладки электромагнитной защиты.

Таблица 6.3

Материал	Частота, кГц	Потери на поглощение для всех видов полей[1]) дБ	Потери на отражение, дБ		
			магнитного поля[2])	электрического поля	плоской волны
Магнитный ($\mu = 1000$, $\sigma_{отн} = 0{,}1$)	<1	0—30	0—10	>90	>90
	1—10	30—90	0—30	>90	>90
	10—100	>90	10—30	>90	60—90
	>100	>90	10—60	60—90	30—90
Немагнитный ($\mu = 1$, $\sigma_{отн} = 0{,}1$)	<1	0—10	10—30	>90	>90
	1—10	0—10	30—60	>90	>90
	10—100	10—30	30—60	>90	>90
	>100	30—90	60—90	>90	>90

[1]) Для экрана толщиной 0,8 мм.
[2]) Для расстояния 1 м от источника шумов (с уменьшением расстояния экранирование ухудшается с увеличением — улучшается).

Выводы

- Для электрических полей и плоских волн потери на отражение очень велики.
- Для низкочастотных магнитных полей потери на отражение обычно малы.
- Экран с толщиной, равной глубине скин-слоя, обеспечивает потери на поглощение ~9 дБ.
- Магнитные поля труднее поддаются экранированию, чем электрические.
- Для защиты от низкочастотных магнитных полей следует применять магнитный материал.
- Для защиты от электрических полей, плоских волн и высокочастотных магнитных полей следует применять экран из хорошего проводника.
- Реальная эффективность экранирования, достижимая на практике, определяется обычно утечками в швах и соединениях, а не собственной эффективностью экранирования применяемого материала.
- Величину утечки определяет максимальный линейный размер отверстия, а не его площадь.
- Утечка через большое число маленьких отверстий меньше, чем через большое отверстие той же общей площади.
- В табл. 6.3 приведены качественные показатели экранирующих свойств сплошных экранов (без каких-либо отверстий или швов).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Bardell P. R., Magnetic Materials in the Electrical Industry, Macdonald and Co., London, 1960.
2. Burgoon J. R., Jr., Fundamentals of Electrical Shield Design, Insulation/Circuits, August 1970.
3. Cook D. V., RFI Suppression, Part I, *Electromechanical Design*, **11** (November 1967).
4. Cowdell R. B., Nomographs Simplify Calculations of Magnetic Shielding Effectiveness, *EDN*, **17** (1 September 1972).
5. Ficchi R. O., Electrical Interference, Hayden Book Co., New York, 1964.
6. Ficchi R. O., Practical Design for Electromagnetic Compatibility, Hayden Book Co., New York, 1971.
7. Frederick Research Corp., Handbook on Radio Frequency Interference, Vol. 3 (Methods of Electromagnetic Interference Suppression), Frederick Research Corp., Wheaton, Maryland, 1962.
8. Hayt W. H., Jr., Engineering Electromagnetics, Third Edition, McGraw-Hill, New York, 1974.
9. Jordan E. C., Balmain K. G., Electromagnetic Waves and Radiating Systems, Second Edition, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1968.
10. McHenry G. A., Audio Frequency Interterence Considerations in Aircraft Electronic Systems Design, Proceeding of the Conference on Radio Interference Reduction, Armour Research Foundation, December 1954, p. 121—133.
11. Miller D. A., Bridges J. E., Review of Circuit Approach to Calculate Shielding Effectiveness, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, **EMC-10** (March 1968).
12. Quine J. P., Theoretical Formulas for Calculating the Shielding Effectiveness of Perforated Sheets and Wire Mesh Screens, Proceedings of the Third Conference on Radio Interference Reduction, Armour Research Foundation, February 1957, p. 315—329.
13. Severinsen J., Designers Guide to EMI Shielding, Parts 1 and 2, *EDN*, **20** (5 February 1975; 20 March 1975).
14. Vasaka C. S., Problems in Shielding Electronic Equipment, Proceedings of the Conference on Radio Interference Reduction, Armour Research Foundation, December 1954, p. 86—103.
15. Weeks W. L., Electromagnetic Theory for Engineering Applications, Wiley, New York, 1964.
16. White D. R. J., Electromagnetic Interference and Compatibility, Vol. 3 (EMI Control Methods and Techniques), Don White Consultants, Germantown, Maryland, 1973. (Русский перевод: см. в списке литературы в гл. 1 [6].)
17. Young F. J., Ferromagnetic Shielding Related to the Physical Properties of Iron, 1968 IEEE Electromagnetic Compatibility Symposium Record, IEEE, New York, 1968.

Глава 7

ЗАЩИТА КОНТАКТОВ

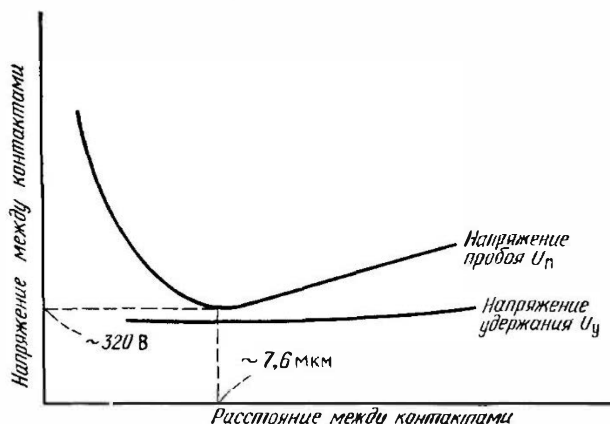
В любом случае, когда контакты замыкают или размыкают цепь, в которой проходит ток, между ними может развиться пробой. Это возможно, когда контакты находятся в непосредственной близости друг к другу, но не сомкнуты При замыкании контактов пробой длится до тех пор, пока контакты не сомкнутся. При размыкании контактов пробой существует до тех пор, пока не создадутся условия, при которых он уже не может поддерживаться. При пробое наблюдается некоторое физическое разрушение контактов, уменьшающее их долговечность. Кроме того, пробой вызывает также высокочастотное излучение и всплески тока и напряжения в проводах. Эти всплески могут быть источником помех, воздействующих на работу других схем.

Методы, применяемые для уменьшения разрушения контактов, аналогичны тем, которые используются для устранения помех излучения и наведенных помех. Все рассматриваемые в данной главе цепи защиты контактов очень сильно уменьшают величину шумов, генерируемых контактами и нагрузкой, а также продлевают срок жизни контактов. При переключении контактов важными являются два типа пробоя: газовый, или тлеющий, и дуговой разряды.

Тлеющий разряд

Если газ между контактами ионизируется, между ними может возникнуть регенеративный (самоподдерживающийся) тлеющий разряд, называемый также таунсендовским разрядом. Напряжение, необходимое для возникновения тлеющего разряда, зависит от расстояния между контактами, вида газа и его давления Если газ — воздух при нормальных температуре и давлении, то для возбуждения тлеющего разряда к контактам с зазором 7,6 мкм необходимо приложить напряжение 320 В. Для большего или меньшего зазора требуемое напряжение будет больше. На фиг 7 1 показана зависимость требуемого для возбуждения тлеющего разряда напряжения пробоя $U_п$ от расстояния, разделяющего контакты. После возникновения разряда для удержания газа в ионизированном состоянии достаточно некоторого меньшего напряжения ($U_у$), чем напряжение пробоя. В воздухе $U_у$ равно $\sim$300 В. Как можно

видеть из фиг. 7.1, это поддерживающее разряд напряжение почти не зависит от расстояния между контактами. Ток, необходимый для поддержания разряда, также мал (его типичное значение — несколько миллиампер).



Фиг. 7.1. Зависимость напряжения тлеющего разряда в воздухе от расстояния при нормальных температуре и давлении.

Чтобы избежать тлеющего разряда, напряжение между контактами не должно превышать 300 В. Если это условие выполняется, то остается только одна причина, которая может вызвать разрушение контактов,— дуговой разряд.

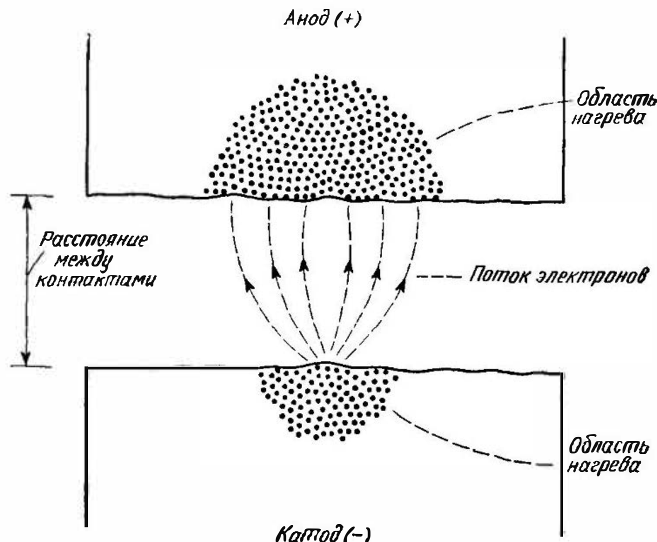
Дуговой разряд

Дуговой разряд может наблюдаться при напряжениях и расстояниях между контактами, намного меньших, чем те, которые требуются для тлеющего разряда. Он может возникать даже в вакууме, так как наличие газа здесь не обязательно. Начинается дуговой разряд с вырывания электронов электрическим полем, для чего требуется градиент потенциала (напряженность электрического поля) ~0,5 МВ/см (50 В/мкм).

Дуга образуется всякий раз при замыкании и размыкании контактов, пропускающих ток и не имеющих защиты, так как при малом промежутке между контактами градиент потенциала обычно превышает требуемое значение. При формировании дуги электроны испускаются малой областью катода — той, где напряженность электрического поля наибольшая.

На микроскопическом уровне все поверхности являются неровными, и наиболее выступающая и острая точка катода, обладающая самым большим градиентом потенциала, становится источником электронов, вырываемых из катода полем. Это показано на

фиг. 7.2. Поток электронов по мере прохождения зазора расходится и бомбардирует анод. Локализованный ток имеет очень высокую плотность и нагревает материал контакта (вследствие потерь I^2R) до нескольких тысяч градусов. Этого может быть достаточно для испарения материала контакта. Первым может начаться испарение металла как с анода, так и с катода в зависимо-



Фиг. 7.2. Возникновение дугового разряда.

сти от скорости выделения тепла на этих двух контактах и скорости его отвода. Это в свою очередь зависит от размеров, материала контактов и расстояния между ними.

Появление расплавленного металла означает переход от эмиссии электронов (потока электронов) к дуге, испаряющей металл. Этот переход обычно длится не более 1 нс. Расплавленный металл, однажды возникнув, формирует проводящий «мостик» между контактами, поддерживая тем самым дугу даже при уменьшении градиента потенциала поля по сравнению с тем значением, которое необходимо для начального формирования дуги. Этот мостик состоит из паров металла и проводит ток, величина которого ограничена напряжением питания и сопротивлением дуги. После того как дуга возникла, она продолжает существовать до тех пор, пока внешняя цепь обеспечивает напряжение, достаточное для преодоления контактного потенциала[1] катода, и ток, достаточный для

[1] Имеется в виду контактная разность потенциалов металл—вакуум (металл—воздух). — *Прим. ред.*

Таблица 7.1

Характеристики дугового разряда

Материал контактов	Минимальное напряжение дуги $U_{д.мин}$, В	Минимальный ток дуги $I_{д.мин}$, мА
Серебро	12	400
Золото	15	400
Сплав золота[1]	9	400
Палладий	16	800
Платина	17,5	700

[1]) 69% золота, 25% серебра и 6% платины.

испарения материала анода или катода. По мере расхождения контактов «мостик» из расплавленного металла вытягивается и в конце концов разрывается. Минимальные напряжения и ток, необходимые для поддержания дуги, называются минимальными дуговыми напряжением $U_{д.мин}$ и током $I_{д.мин}$. В табл. 7.1 приведены типичные значения минимальных дуговых напряжения и тока для различных материалов [6]. Если напряжение или ток упадут ниже этих значений, дуга погаснет.

Для дуговых разрядов между разнородными материалами $U_{д.мин}$ определяется материалом катода (отрицательного контакта), а за $I_{д.мин}$ принимается дуговой ток материала того контакта (анода или катода), у которого он меньше. Следует, однако, отметить, что минимальные дуговые токи, приведенные в табл. 7.1, указаны для чистых неповрежденных контактов. Когда после нескольких переключений дуга повредит поверхность контактов, минимальный дуговой ток может уменьшиться более чем в 10 раз относительно значения, указанного в таблице.

Итак, дуговой разряд зависит от материала контактов и характеризуется относительно низким напряжением и большим током. В противоположность ему тлеющий разряд зависит от газовой среды между контактами (обычно это воздух) и характеризуется относительно высоким напряжением и слабым током. Ниже будет показано, что предотвратить образование дугового разряда трудно, так как для его возникновения требуется очень небольшое напряжение. Однако если дуга сформировалась, следует воспрепятствовать ее самоподдержанию, ограничивая максимальный ток на уровне ниже минимального дугового тока.

Сравнение цепей переменного и постоянного тока

Если мы хотим предохранить контакт от разрушения, то дугу, как только она возникнет, необходимо быстро прервать, чтобы свести к минимуму ущерб, наносимый ею контакту. Если разряд

прервать недостаточно быстро, часть металла перейдет с одного контакта на другой. Вызываемые дугой разрушения пропорциональны ее энергии, т. е. произведению напряжения, тока и времени.

Чем выше напряжение, приложенное к контактам, тем труднее прервать дугу. В условиях дугообразования контактная группа должна выдерживать паспортное (номинальное) значение вольт-ампер при напряжении, равном или меньшем номинального, но это не обязательно при более высоком напряжении.

Контактная группа обычно выдерживает немного большее переменное напряжение, чем постоянное. Причины этого заключаются в следующем:

1. Среднее значение переменного напряжения меньше его действующего значения.
2. В период, когда напряжение не превышает 10—15 В, возникновение дуги маловероятно.
3. Вследствие изменения полярности каждый контакт попеременно служит анодом и катодом.
4. При переходе напряжения через 0 В дуга гаснет.

Отсюда следует, что контакты, рассчитанные на 30 В постоянного напряжения, будут работать при переменном напряжении до 115 В. У цепей переключения переменного тока имеется, однако, один недостаток, заключающийся в том, что в них намного труднее обеспечить соответствующие цепи защиты контактов там, где они требуются.

Материал контактов

Для различных уровней нагрузки (токов) требуются различные материалы контактов. Ни один материал не может одинаково хорошо работать и при нулевых токах (обесточенная цепь), и при больших значениях тока. Палладий хорошо подходит для сильноточных цепей в условиях, вызывающих эрозию контактов. Серебро и кадмиевое серебро хорошо работают в сильноточных цепях, но в отсутствие дугового разряда могут работать плохо. Золото и сплавы золота рекомендуется использовать в условиях слаботочных или почти обесточенных[1] цепей, однако большие токи вызывают у них сильную эрозию.

Многие так называемые реле общего назначения, имеющиеся в продаже, рассчитаны на токи до 2 А. Их контакты изготавливаются обычно из таких материалов, как позолоченные серебро или палладий, которые хорошо работают под большой нагрузкой. При использовании в слаботочной цепи сопротивление контактов остается малым, что обусловлено наличием позолоченного покрытия.

[1] Имеются в виду потенциальные цепи. — *Прим. перев.*

При пропускании сильного тока это покрытие за несколько первых переключений выжигается, и остается только материал контакта, выдерживающий большие токовые нагрузки. По этой причине реле общего назначения, которое было использовано в сильноточной цепи, уже не пригодно для работы с малыми токами.

Иногда при покрытии серебра золотом возникает следующая проблема: серебро мигрирует сквозь золото и образует на поверхности контакта высокоомную пленку (сульфид серебра). Это может привести к нарушению контакта вследствие высокого сопротивления поверхностной пленки.

Паспортные данные на контакты

Для контактов в паспорте обычно указываются максимально допустимые значения напряжения и тока при резистивной нагрузке. Когда контакты работают в режиме, предусмотренном паспортными данными, при замыкании и размыкании кратковременно возникает дуговой разряд[1]. При этом контакты остаются работоспособными в течение времени, равного их электрической долговечности. Механическая долговечность, указанная в паспорте, дается для обесточенной цепи.

На некоторые контакты в дополнение к паспортным данным для резистивной нагрузки приводятся также данные для индуктивной нагрузки Кроме того, обычно указывается номинальная мощность двигателей и ламп — нагрузок, у которых начальный ток намного больше тока в установившемся режиме.

Во всех этих случаях предполагается, что какой-либо защиты контактов не производится. При выполнении соответствующей защиты контакты могут работать гораздо дольше при номинальных значениях напряжения и (или) тока или они будут выдерживать номинальное число срабатываний при напряжении и (или) токе, превышающих номинальные значения.

Нагрузки, создающие большие всплески тока

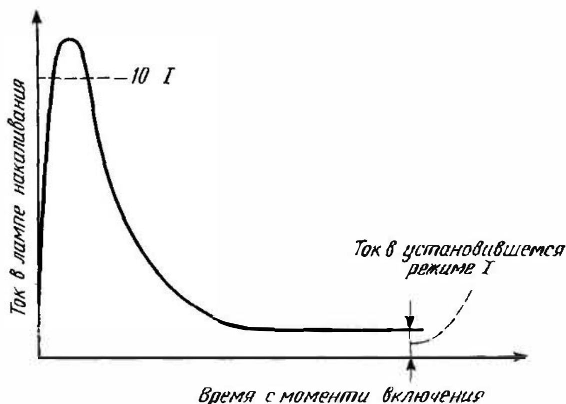
В случае нерезистивной нагрузки контакты необходимо соответствующим образом защищать. Лампы накаливания, электродвигатели и емкостные нагрузки при замыкании контактов потребляют намного больший ток, чем в установившемся режиме. Например, как показано на фиг. 7.3, начальный ток в нити лампы накаливания может в 10—15 раз превышать номинальный ток. Обычно при использовании контактов с нагрузкой в виде ламп накаливания номинальным считается ток, составляющий всего лишь 20% тока, который они пропускают в резистивную нагрузку.

---

[1] Слабый разряд может быть полезным для выжигания любой тонкой изолирующей пленки, образовавшейся на контактах.

Емкостные нагрузки также могут потреблять исключительно большие начальные токи. Зарядный ток конденсатора ограничен только последовательным сопротивлением внешней цепи.

Для двигателей типичным является потребление начального тока, в 5—10 раз превышающего ток при установившемся режиме. Кроме того, индуктивность двигателя в момент прерывания тока вызывает генерацию высокого напряжения (индуктивный

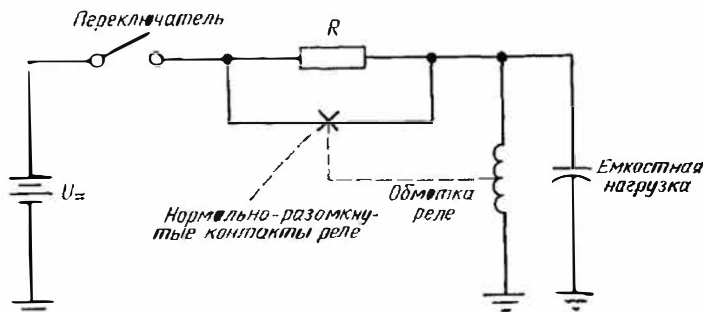


Фиг. 7.3. Зависимость тока в лампе накаливания от времени после момента включения.

бросок), а также дуговой разряд. Поэтому двигатели трудно коммутировать, так как в данном случае разрушение контактов происходит как при замыкании, так и при размыкании.

Чтобы предохранить контакт, используемый в цепи с большим начальным током, последний необходимо ограничить. Включение с этой целью последовательно с контактами резистора не всегда возможно, так как он ограничивает также и ток в установившемся режиме. Если резистор не подходит, для ограничения начального тока можно применить катушку индуктивности с малым сопротивлением постоянному току. В некоторых случаях достаточное ограничение начального тока без воздействия на ток в установившемся режиме могут обеспечить ферритовые кольца, надетые на подводящие провода контактов. Иногда может потребоваться переключаемый токоограничивающий резистор, включенный, как показано на фиг. 7.4. Здесь параллельно емкостной нагрузке включено реле с нормально-разомкнутыми контактами, шунтирующими токоограничивающий резистор. При замыкании переключателя зарядный ток конденсатора ограничивается резистором R. Когда напряжение на конденсаторе становится достаточным для срабатывания реле, нормально-разомкнутые контакты замыкаются, шунтируя токоограничивающий резистор.

Другой проблемой, связанной с замыкающимися контактами, является дребезг. После того как контакты соприкоснутся, они могут опять разомкнуться и разорвать цепь. У некоторых типов контактов это может повторяться до десяти и более раз, и каждый раз контакты замыкают и разрывают цепь с током. Возникающий при этом повторяющийся дуговой разряд может не



Фиг. 7.4. Использование для защиты замыкающих контактов резистора, ограничивающего ток переключения.

только нарушать работоспособность схемы, но также вызывать значительно большие, чем обычно, повреждения контактов и высокочастотное излучение.

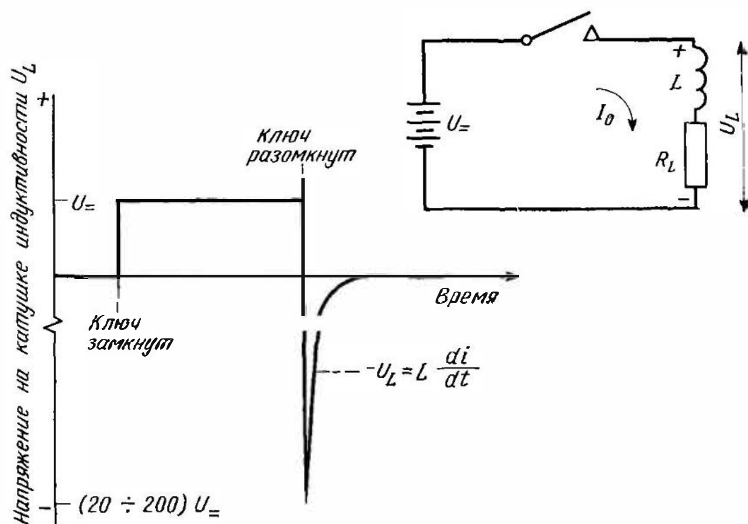
Индуктивные нагрузки

Напряжение на индуктивности L определяется уравнением

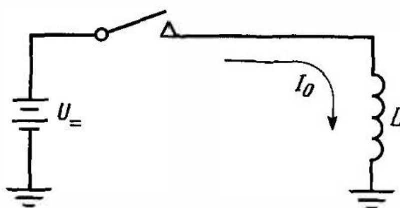
$$U=L\frac{di}{dt}. \tag{7.1}$$

Это выражение объясняет, почему при резком выключении тока в катушке индуктивности возникает большое напряжение переходного процесса. Скорость изменения тока di/dt становится при этом большой и отрицательной, давая в результате большой обратный «всплеск» переходного, или индуктивного, напряжения. Теоретически, если бы ток уменьшался от некоторого конечного значения до нуля мгновенно, наведенное напряжение равнялось бы бесконечности. Однако в действительности этого не происходит из-за наличия дугового разряда между контактами и из-за емкости цели. Тем не менее наведенные напряжения бывают очень велики. Подавление больших индуктивных переходных напряжений состоит в минимизации величины di/dt. При внезапном выключении тока генерация напряжений 500—5000 В индуктивной нагрузкой, работающей с питанием от источника постоянного напряжения 26 В,— совершенно обычное явление. На фиг. 7.5 показана форма возникающего при этом на индуктивности напряжения. Если не осуще-

ствлена соответствующая защита контактов, то высокое напряжение, создаваемое при разрыве контактами цепи тока с индуктивной нагрузкой, вызывает их постепенное разрушение, а также



Фиг. 7.5. Напряжение на индуктивной нагрузке при замыкании и размыкании контактов переключателя.



Фиг. 7.6. Цепь индуктивной нагрузки, управляемой переключателем.

При размыкании ключа почти вся энергия, накопленная индуктивностью, рассеивается в дуге, образующейся между контактами ключа.

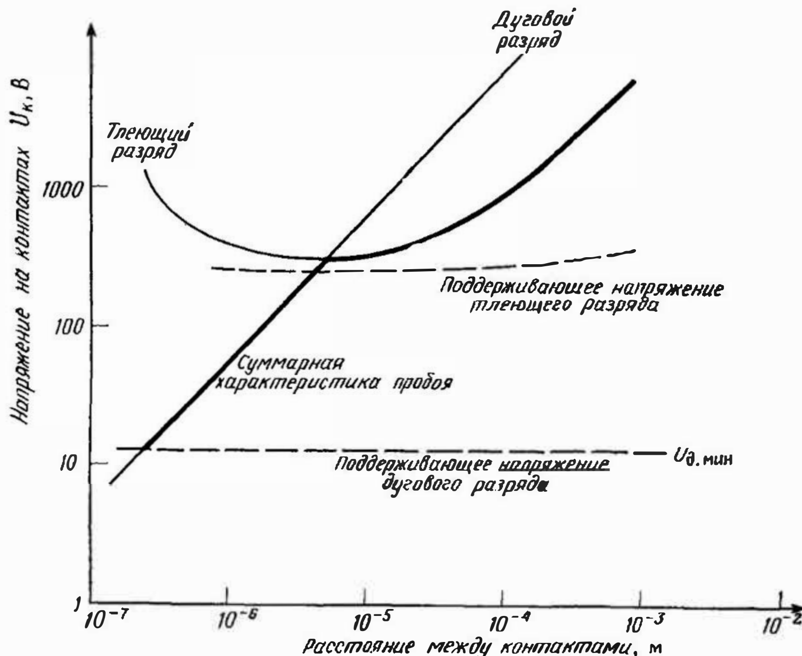
является источником излучаемых и наведенных шумов. В этих условиях бо́льшая часть накопленной в индуктивности энергии рассеивается в дуге, приводя к сильному повреждению контактов.

Механизм возникновения повреждений в контактной группе с индуктивной нагрузкой можно показать на примере цепи на фиг. 7.6. Здесь батарея подключена к индуктивной нагрузке через контакты переключателя. Предполагается, что нагрузка имеет пренебрежимо малое активное сопротивление. На практике такая ситуация возникает при нагрузке, например, в виде низкоомного двигателя постоянного тока. Ток в установившемся режиме огра-

ничивается э.д.с. самоиндукции двигателя, а не сопротивлением цепи. Пусть переключатель размыкается в момент, когда через индуктивность протекает ток I_0. Энергия, накопленная в магнитном поле индуктивности, равна $LI_0^2/2$. Что произойдет с этой энергией при размыкании переключателя? Если пренебречь активным сопротивлением цепи, вся энергия должна рассеяться в образующейся между контактами дуге или в виде излучения. Переключатель, применяемый в такой схеме, без схемотехнической защиты долго работать не может.

Принципы защиты контактов

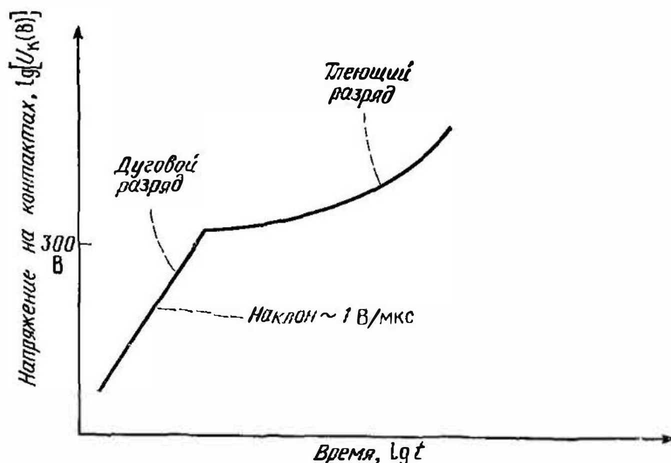
На фиг. 7.7 в виде соотношений напряжение — расстояние представлены условия, необходимые для пробоя между контактами. Показана кривая напряжения, вызывающего возникновение тлеющего разряда, а также минимальное напряжение, требуемое для его поддержания. Показана также (прямая линия) напряженность поля (0,5 МВ/см), которое необходимо для создания дугового разряда. На этой же фигуре указано минимальное напряжение, которое требуется для поддержания дугового разряда. Жирная



Фиг. 7.7. Графики зависимости разрушающих напряжений на контактах от расстояния между ними.

линия представляет собой, таким образом, результирующие условия возникновения пробоя между контактами. Ниже и правее этой кривой расположено поле условий, при которых пробой не возникает, в то время как выше и левее кривой выполняются условия, когда наблюдается пробой между контактами.

Наиболее наглядным представлением информации о пробое является график зависимости напряжения пробоя от времени, а



Фиг. 7.8. Временна́я характеристика контактного пробоя.

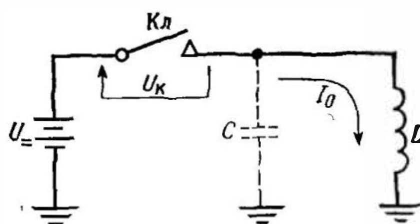
не от расстояния. Это преобразование можно выполнить, используя скорость разделения (размыкания) контактов. Типичная суммарная характеристика пробоя как функция времени представлена на фиг. 7.8. Можно показать, что для исключения пробоя между контактами необходимо выполнить два требования:

1. *Для предотвращения тлеющего разряда напряжение между контактами не должно превышать 300 В.*

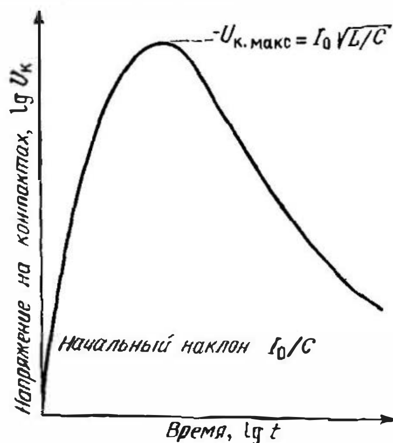
2. *Необходимо поддерживать начальную скорость увеличения напряжения между контактами ниже значения, необходимого для получения дугового разряда. (Для большинства контактов достаточна скорость 1 В/мкс.)*

Если в конкретной схеме исключить пробой между контактами не представляется возможным, следует не допускать его самоподдержания. Обычно для этого схему преобразуют таким образом, чтобы величина тока всегда была меньше значения тока, необходимого для поддержания пробоя.

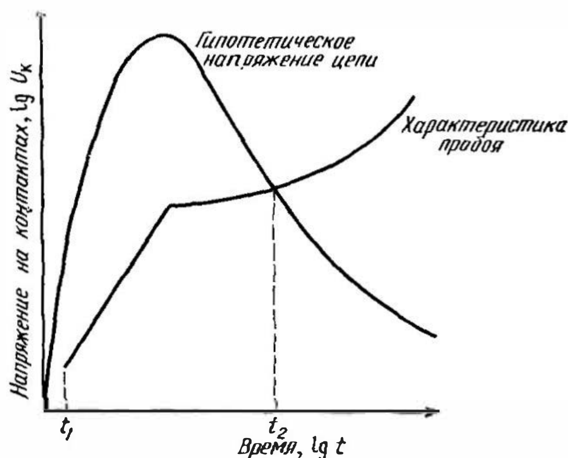
Чтобы определить, может ли возникнуть пробой в данном конкретном случае, необходимо знать, какое напряжение выделяется на разомкнутых контактах. Затем это напряжение сравнивается



Фиг. 7.9. Цепь с контактами, переключающими индуктивную нагрузку. Конденсатор C — паразитная емкость монтажа.



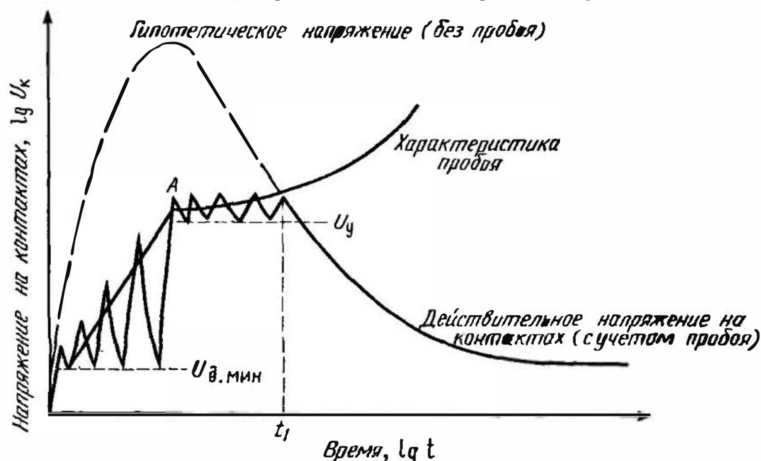
Фиг. 7.10. Ход гипотетического напряжения на размыкающихся контактах в схеме на фиг. 7.9 при отсутствии пробоя между контактами.



Фиг. 7.11. Сравнение кривой гипотетического напряжения и характеристики контактного пробоя в схеме на фиг. 7.9.

с характеристиками пробоя на фиг. 7.8: если напряжение между контактами выше кривой, между контактами имеет место пробой.

На фиг. 7.9 показана индуктивная нагрузка, подключенная к батарее через ключ *Кл*. Напряжение, которое выделилось бы на контактах размыкающегося ключа в отсутствие пробоя, называется «гипотетическим напряжением» цепи. Ход гипотетического напряжения для цепи, представленной на фиг. 7.9, показан на фиг. 7.10, где I_0 — ток, протекающий через индуктивность в мо-



Фиг. 7.12. Фактическая временна́я диаграмма напряжения на контактах в схеме на фиг. 7.9.

мент размыкания ключа, а C — паразитная емкость монтажа. На фиг. 7.11 гипотетическое напряжение цепи (фиг. 7.10) дается в сравнении с характеристикой контактного пробоя (фиг. 7.8). На временно́м промежутке от t_1 до t_2 это напряжение лежит выше кривой пробоя, и поэтому в течение указанного отрезка времени будет наблюдаться пробой

Зная, что пробой имеет место, рассмотрим более детально, что происходит, когда контакты на фиг. 7.9 размыкаются. При размыкании ключа магнитное поле индуктивности стремится поддержать ток I_0. Поскольку этот ток не может проходить через ключ, он течет через паразитную емкость C. При этом конденсатор заряжается, и напряжение на нем, как показано на фиг. 7.12, возрастает с начальной скоростью I_0/C. Как только это напряжение пересечет кривую пробоя, между контактами возникнет дуга. Если при этом ток, который может протекать в цепи, будет меньше минимального тока дугового разряда $I_{д.мин}$, то дуга будет существовать только в течение времени, достаточного для того, чтобы емкость C разрядилась до напряжения, меньшего, чем $U_{д.мин}$. После разряда конденсатора ток вновь заряжает C, и процесс

повторяется до тех пор, пока напряжение не превысит напряжения тлеющего разряда (точка A на фиг. 7.12). В этой точке возникает тлеющий разряд. Если при этом ток меньше необходимого для поддержания тлеющего разряда, последний будет длиться только до тех пор, пока напряжение не упадет ниже минимального напряжения его горения $U_у$[1] Этот процесс повторяется до момента t_1, после чего напряжение становится недостаточным для создания пробоя.

Если в любой момент времени ток в цепи превысит минимальный дуговой ток $I_{д.\,мин}$, возникает устойчивая дуга, которая будет длиться до тех пор, пока напряжение или ток не станет меньше минимальных значений напряжения или тока тлеющего разряда. На фиг. 7.13 показана кривая напряжения для случая, когда ток получается достаточным для поддержания тлеющего разряда, но недостаточным для дугового.

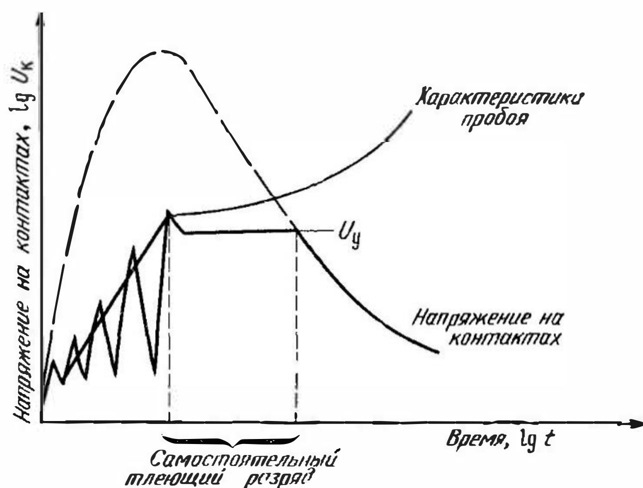
Сделав паразитную емкость C достаточно большой или включив параллельно ей навесной конденсатор, можно уменьшить пиковое напряжение и начальную скорость нарастания напряжения между контактами до значений, при которых дуговой разряд не возникает. Кривая напряжения для этого случая показана на фиг. 7.14. Однако такое включение конденсатора разрушает контакты при их замыкании из-за большого зарядного тока конденсатора.

Электрические колебания, возникающие в резонансной цепи на фиг. 7.9 при размыкании контактов, могут стать источником высокочастотных помех для близко расположенного оборудования. Эти колебания можно исключить, если величины сопротивления и емкости в резонансной цепи достаточны для того, чтобы затухание было выше критического. Требуемые для этого условия указаны в разделе, касающемся цепей защиты при индуктивных нагрузках [см. соотношение (7.6)].

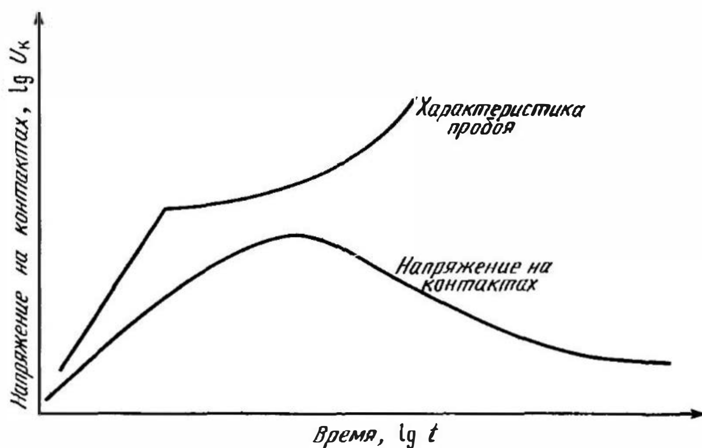
Подавление переходных процессов при индуктивных нагрузках

Чтобы защитить контакты, переключающие индуктивные нагрузки, и минимизировать излучаемые и наведенные помехи, необходимо параллельно индуктивности или (и) контактам включать цепи защиты. В некоторых случаях они одинаково эффективны при подключении как к нагрузке, так и к контактам. В больших системах нагрузку может переключать не одна пара контак-

[1] Если в цепи проходит достаточный ток, тлеющий разряд может перейти в дуговой, и напряжение упадет не до $U_у$, а до $U_{д.\,мин}$. Однако при низком напряжении $U_{д.\,мин}$ тока, достаточного для поддержания дуги, обычно не бывает, так что дуга тут же гаснет.



Фиг. 7.13. Кривая напряжения на контактах в схеме на фиг. 7.9 при токе, достаточном для поддержания тлеющего разряда.



Фиг. 7.14. Кривая напряжения на контактах в схеме на фиг. 7.9 при величине емкости, достаточной для предотвращения пробоя.

тов, а несколько, и в этом случае более экономично подключение цепей защиты к нагрузке, а не к каждой контактной группе.

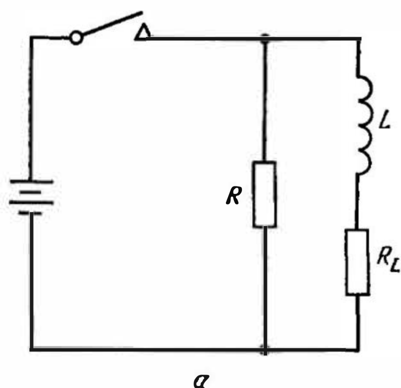
В ряде случаев цепи защиты следует ставить как на индуктивную нагрузку, так и на контакты, чтобы в достаточной мере устранить помехи и защитить контакты. В других случаях степень применяемой защиты ограничивается функциональными требованиями. Например, цепи защиты, подключаемые к катушке реле, увеличивают время отпускания. В этом случае цепь защиты должна отвечать компромиссу между выполнением функциональных требований и обеспечением должной защиты контактов, переключающих реле.

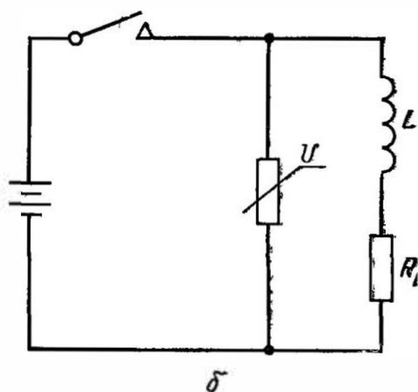
С точки зрения уменьшения помех желательно обеспечить как можно большее подавление переходных процессов в источнике помех (в данном случае — в катушке индуктивности). В большинстве случаев это обеспечивает достаточную защиту и для контактов. Если же это не так, может понадобиться дополнительная защита последних.

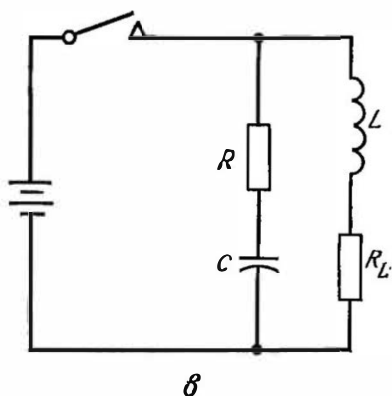
Точное определение величин компонентов цепи защиты контактов затруднительно. Для такого расчета требуются параметры, значений которых разработчик схемы обычно не знает; это, например, индуктивность и емкость соединительных проводов и скорость размыкания контактов. Приводимые ниже выражения для упрощенного расчета являются отправными, и во многих случаях они позволяют получить цепи, обеспечивающие приемлемую защиту контактов. Следует, однако, провести опытные проверки, чтобы убедиться в эффективности защитной цепи для предполагаемого применения.

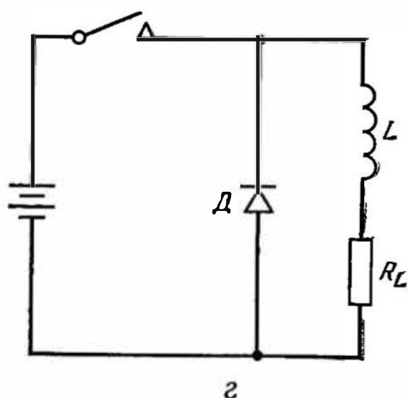
Цепи защиты можно разделить на две категории в зависимости от того, подключаются они параллельно индуктивности или ставятся на контакты. Однако некоторые из этих цепей можно использовать в обоих случаях

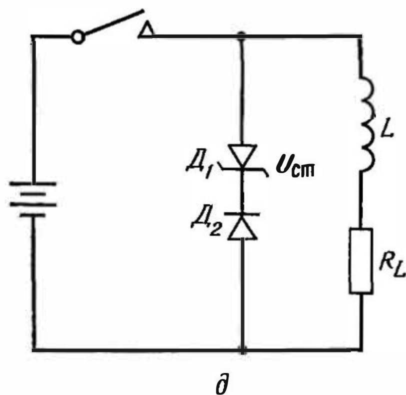
На фиг. 7.15 показаны схемы с шестью видами цепей, которые обычно ставят параллельно обмотке реле или другой индуктивности для минимизации напряжения переходного процесса, возникающего при разрыве токовой цепи. На фиг. 7.15, *а* параллельно индуктивности включен резистор. При размыкании ключа индуктивность возбуждает ток, который после размыкания контактов проходит через резистор Таким образом, амплитуда переходного напряжения с увеличением сопротивления возрастает, однако она ограничена произведением тока в установившемся режиме на сопротивление. Если R сделать равным сопротивлению нагрузки R_L, переходное напряжение будет ограничено величиной, равной напряжению питания. В этом случае между контактами будет приложено напряжение питания плюс наведенное в катушке напряжение, т. е. удвоенное напряжение питания. Эта схема очень расточительна по мощности, так как всякий раз, когда в нагрузку

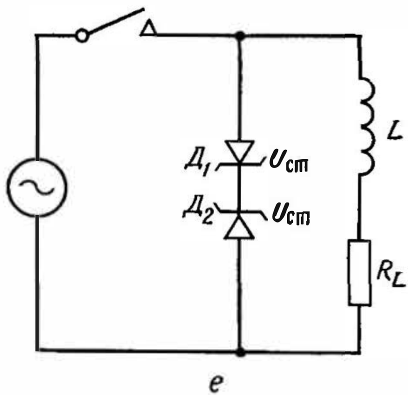












Фиг. 7.15. Схемы с цепями, подключаемыми к нагрузке для минимизации всплеска напряжения, создаваемого индуктивностью при разрыве цепи с током.

проходит ток, он ответвляется и в резистор. Если R сделать равным сопротивлению нагрузки, на этом резисторе в установившемся режиме будет рассеиваться такая же мощность, как и на нагрузке.

Другая конфигурация защитной цепи показана на фиг. 7.15,*б*, где параллельно индуктивности включен варистор (резистор, управляемый напряжением). Когда напряжение на варисторе мало, его сопротивление велико, а когда напряжение на нем велико, сопротивление мало. Этот прибор работает так же, как и резистор на фиг. 7.15,*а*, за исключением того, что мощность, рассеиваемая на варисторе, при прохождении в цепи тока уменьшается.

На фиг. 7.15,*в* показана более совершенная схема, в которой параллельно индуктивности подключены последовательно соединенные резистор и конденсатор. Эта цепь не потребляет мощности при прохождении тока через катушку индуктивности. Когда контакты размыкаются, конденсатор в начальный момент действует как короткозамкнутая цепь, отводя через резистор ток, возникающий в индуктивности. Значения номиналов резистора и конденсатора можно определить способом, описанным на стр. 212 для RC-цепи.

На фиг. 7.15,*г* параллельно индуктивности включен полупроводниковый диод. Полярность его включения такова, что, когда в в схеме проходит ток, диод закрыт. Однако при размыкании контактов напряжение на индуктивности имеет полярность, обратную той, которая создается батареей. Это напряжение смещает диод в прямом направлении, и он ограничивает переходное напряжение на индуктивности до очень малой величины (прямого падения напряжения на диоде плюс падение напряжения IR на сопротивлении в цепи диода). Поэтому напряжение на размыкающихся контактах приблизительно равно напряжению питания. Данная схема очень эффективно подавляет напряжение переходного процесса. Однако время, необходимое для уменьшения тока в индуктивности до нуля, здесь больше, чем в любой из предыдущих схем, что может нарушить правильное функционирование схемы.

Например, если индуктивность представляет собой реле, его время отпускания увеличивается. Чтобы уменьшить время отпускания, последовательно с диодом (фиг. 7.15,*г*) можно включить небольшое сопротивление, но при этом возрастет напряжение переходного процесса. Диод должен выдерживать напряжение, превышающее максимальное напряжение питания, а максимально допустимый ток диода должен быть больше, чем максимальный ток нагрузки. Если контакты срабатывают редко, в качестве токового параметра можно взять максимально допустимый импульсный ток через диод. Если же контакты срабатывают не реже нескольких раз в минуту, следует выбирать диод по максимально допустимому постоянному току.

Включение последовательно с диодом стабилитрона (фиг. 7.15, *д*) дает возможность току в индуктивности спадать быстрее. Такая защита, однако, не столь хороша, как приведенная выше диодная, и в ней на один элемент больше. В этом случае напряжение на размыкающихся контактах равно напряжению питания плюс напряжение пробоя стабилитрона.

Ни одна из диодных схем (фиг. 7.15,*г* или *д*) не может работать в цепях переменного тока. Схемы, работающие от источников переменного тока, или те, которые должны работать при обеих полярностях постоянного напряжения, можно защищать при помощи цепей, показанных на фиг. 7.15, *а*—*в*, или двумя встречно включенными стабилитронами (фиг. 7.15, *е*). Каждый стабилитрон должен иметь напряжение пробоя выше пикового значения переменного напряжения питания, а максимальный ток стабилизации (стабилитрона) выбирается равным максимальному току нагрузки.

Цепи защиты контактов при индуктивных нагрузках

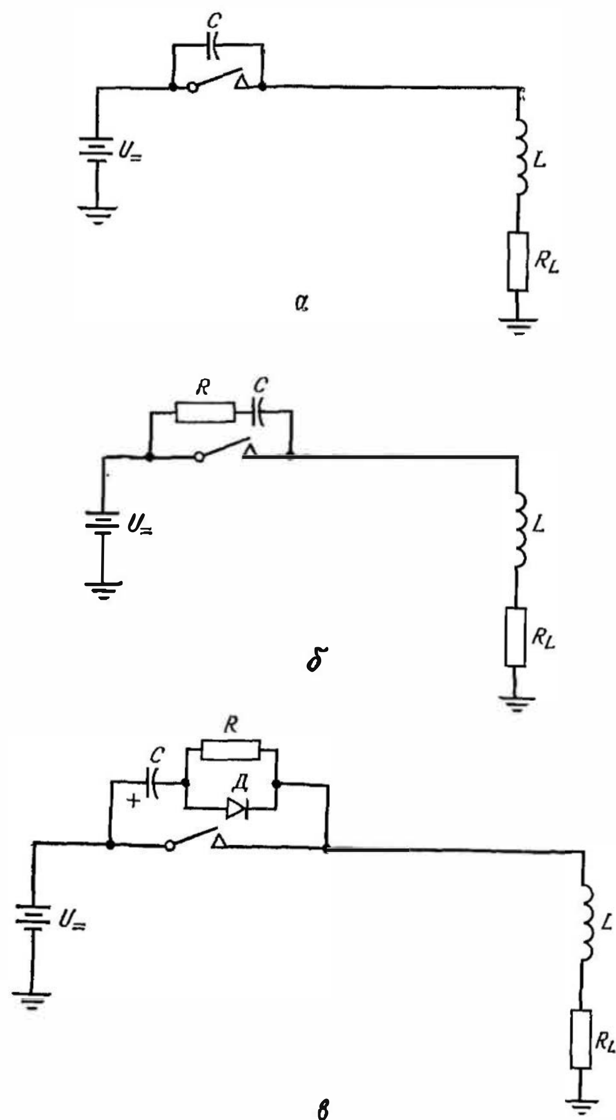
Емкостная цепь

На фиг. 7.16 показаны три вида цепей защиты, которые обычно ставятся на контакты, управляющие индуктивной нагрузкой. Один из простейших методов гашения дуги, возникающей при разрыве цепи с током, заключается во включении параллельно с контактами конденсатора (фиг. 7.16, *а*). При достаточно большой емкости конденсатора ток нагрузки в момент размыкания контактов проходит через конденсатор, и дуговой разряд не возникает. Однако когда контакты разомкнуты, конденсатор заряжается до напряжения питания $U_{=}$. Затем, когда контакты замыкаются, конденсатор разряжается через них с начальным разрядным током, ограниченным лишь паразитным сопротивлением проводников и контактов.

Чем больше величина конденсатора и чем выше напряжение питания, тем более разрушительной будет дуга в момент замыкания, поскольку накопленная в конденсаторе энергия увеличивается. При вибрации контактов в момент замыкания происходит их дополнительное разрушение, что обусловлено многократным прерыванием и замыканием цепи с током. По этим причинам использовать только лишь конденсатор для защиты контактов обычно не рекомендуется. Если же он все-таки применяется, его величину определяют так, как описано в следующем разделе.

RC-цепь

На фиг. 7.16, *б* показана схема, в которой недостатки схемы фиг. 7.16, *а* преодолены за счет ограничения разрядного тока конденсатора при замыкании контактов. Делается это путем включения последовательно с конденсатором резистора *R*.



Фиг. 7.16. Цепи защиты контактов.

Для замыкающихся контактов требуется, чтобы сопротивление этого резистора было как можно больше (для ограничения разрядного тока). Однако, когда контакты размыкаются, необходимо иметь как можно меньшее сопротивление, поскольку резистор уменьшает эффективность предотвращения конденсатором дугового разряда. Поэтому фактическое значение R следует выбирать, исходя из компромисса между этими противоположными требованиями.

Минимальное значение R определяется условиями замыкания. Его можно установить, ограничив ток разряда конденсатора минимальным дуговым током $I_{д.мин}$[1] для данных контактов. Максимальное значение R определяется условиями размыкания. Начальное напряжение на размыкающихся контактах равно I_0R. Если R равно сопротивлению нагрузки, то мгновенное значение напряжения на контактах равняется напряжению питания. Максимальное значение R обычно берется равным сопротивлению нагрузки с тем, чтобы ограничить начальное напряжение, выделяющееся на размыкающихся контактах, напряжением питания. Тогда ограничения, накладываемые на R, можно выразить следующим образом:

$$\frac{U_{=}}{I_{д.мин}} < R < R_н, \tag{7.2}$$

где $R_н$ — сопротивление нагрузки.

Величину C выбирают, исходя из двух требований: 1) пиковое напряжение на контактах не должно превышать 300 В (чтобы не возник тлеющий разряд); 2) начальная скорость нарастания напряжения на контактах должна быть меньше 1 В/мкс (чтобы не допустить дугового разряда). Последнее требование выполняется, если отношение емкости конденсатора к току нагрузки составляет не менее 1 мкФ/А.

Пиковое напряжение на конденсаторе вычисляется обычно в предположении, что сопротивление цепи пренебрежимо мало и вся энергия, накопленная в индуктивной нагрузке, передается в конденсатор. При этих условиях

$$(U_C)_{пик} = I_0\sqrt{L/C}, \tag{7.3}$$

где I_0 — ток, проходящий через индуктивную нагрузку перед размыканием контактов. Величину емкости конденсатора C следует выбирать такой, чтобы $(U_C)_{пик}$ не превышало 300 В. Следовательно,

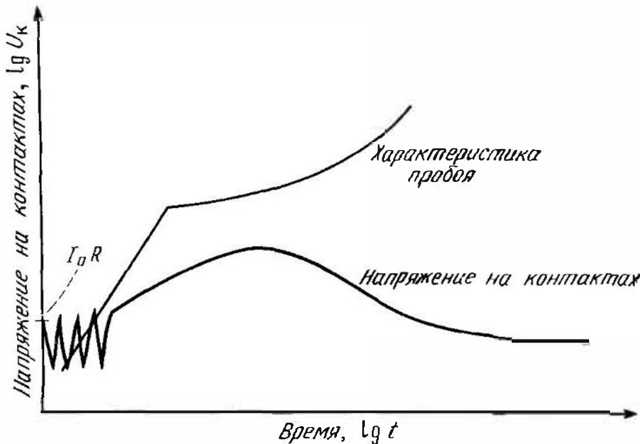
$$C \geqslant \left(\frac{I_0}{300}\right)^2 L. \tag{7.4}$$

[1] Желательно было бы ограничить разрядный ток до 0,1 $I_{д.мин}$. Однако, поскольку величина резистора R есть компромиссное решение между противоположными требованиями, в случае RC-цепи это сделать обычно невозможно.

Кроме того, для ограничения начальной скорости нарастания напряжения на контактах величиной 1 В/мкс необходимо, чтобы[1]

$$C \geqslant I_0 \cdot 10^{-6}. \quad (7.5)$$

В ряде случаев предпочтительно, чтобы резонансная цепь, образованная индуктивностью и конденсатором, имела демпфиро-



Фиг. 7.17. Кривая напряжения на размыкающихся контактах при наличии RC-цепи защиты.

вание выше критического Для этого необходимо выполнить следующее неравенство:

$$C \geqslant \frac{4L}{R_1^2}, \quad (7.6)$$

где R_1 — общее сопротивление, включенное последовательно с LC-цепью. Для схемы фиг. 7.16, *б* $R_1 = R_L + R$. Однако такое требование гашения колебаний обычно не выполняется, поскольку при этом требуется конденсатор большой емкости.

Защитная RC-цепь используется наиболее широко, поскольку она имеет относительно малые габариты и низкую стоимость. К тому же она лишь незначительно влияет на время отпускания при индуктивной нагрузке. Однако RC-цепь не является идеальной. Наличие резистора приводит к тому, что на контактах в момент размыкания выделяется напряжение, равное I_0R, вследствие чего возникает ранняя стадия дугового разряда. На фиг. 7.17 показана кривая напряжения, развивающегося на контактах при наличии соответствующим образом рассчитанной RC-цепи, кото-

[1] В данном соотношении получаем C в фарадах, если ток I_0 задан в амперах. — *Прим. ред.*

рая наложена на характеристику пробоя контактов. Из графика видно, что на ранней стадии размыкания вследствие нарастания напряжения между контактами возникает дуговой разряд.

RC-цепь с диодом

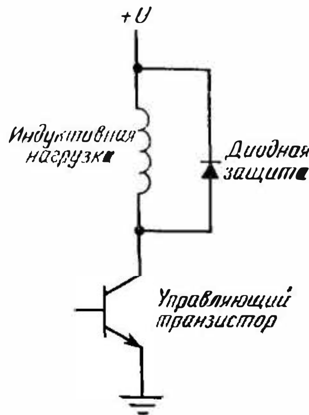
На фиг. 7.16, *в* представлена более сложная схема защиты контактов, в которой преодолены недостатки схем на фиг. 7.16, *а* и *б*. Когда контакты разомкнуты, конденсатор *C* заряжен до напряжения питания и имеет полярность, показанную на фиг. 7.16, *в*. При замыкании контактов конденсатор разряжается через резистор *R*, который ограничивает ток. Однако при размыкании контактов резистор закорачивается диодом Д, что на короткое время позволяет току проходить через конденсатор. Напряжение пробоя диода должно быть выше напряжения питания, а допустимый импульсный ток — больше максимального тока нагрузки. Величина емкости конденсатора выбирается так же, как и в описанной выше *RC*-цепи. Поскольку диод при размыкании контактов закорачивает резистор, выбирать компромиссное значение сопротивления в этой схеме не требуется. Теперь можно выбрать сопротивление так, чтобы оно ограничивало ток при замыкании контактов до величины, менее $^1/_{10}$ дугового тока:

$$R \geqslant \frac{10U_=}{I_{\text{д. мин}}}. \qquad (7.7)$$

RC-цепь с диодом обеспечивает оптимальную защиту контактов, однако этот способ более дорогой, чем другие, и, кроме того, его нельзя использовать в цепях переменного тока.

Индуктивные нагрузки, управляемые транзисторным ключом

Если индуктивная нагрузка переключается транзисторным ключом, следует принимать меры предосторожности, чтобы переходное напряжение, создаваемое индуктивностью при разрыве цепи тока, не превышало напряжения пробоя транзистора. Одним из наиболее эффективных и общепринятых способов является включение параллельно индуктивности диода (фиг. 7.18). Когда в этой схеме транзистор запирается, прерывая ток через индуктивность, диод ограничивает напряжение на коллекторе транзистора на уровне $+U$. Для защиты можно использовать также любую из цепей, представленных на фиг. 7.15. Другой общепринятый метод защиты — включение параллельно транзистору стабилитрона. В любом случае цепь следует рассчитывать так, чтобы ограничить напряжение, падающее на транзисторе, до величины, меньшей, чем его паспортное напряжение пробоя.



Фиг 7 18 Схема с диодом, используемым для защиты транзистора, переключающего индуктивную нагрузку.

Защита контактов при резистивной нагрузке

В случае резистивных нагрузок и источников питания напряжением менее 300 В тлеющий разряд не возникает (и тем самым исключается из рассмотрения). Если напряжение питания превышает минимальное дуговое напряжение $U_{\text{д мин}}$ ($\sim$12 В), то как при размыкании, так и при замыкании контактов наблюдается дуговой разряд. Перейдет ли он в самостоятельный разряд, зависит от величины тока нагрузки.

Если ток нагрузки ниже минимального дугового тока $I_{\text{д мин}}$, дуга после начального формирования быстро гаснет. В этом случае имеет место лишь минимальное разрушение контактов, и в их защите обычно нет необходимости. Из-за паразитной емкости в схеме или дребезга контактов дуга возникает многократно, гаснет и вновь зажигается. Дуговой разряд такого вида может стать источником высокочастотного излучения, так что для уменьшения помех потребуется ввести цепи защиты.

Если же ток нагрузки превышает минимальный дуговой ток, то формируется устойчивая дуга. Она вызывает значительное разрушение контактов. Однако, если величина тока при этом меньше, чем паспортное значение тока для контактов в резистивной цепи, и номинальное число срабатываний является достаточным, защита контактов может и не потребоваться.

Если в случае резистивной нагрузки необходима защита контактов, то какого вида цепь защиты следует выбрать? В резистивной схеме максимальное напряжение между размыкающимися или замыкающимися контактами равно напряжению питания. Поэтому в том случае, когда напряжение питания менее 300 В, от це-

пи защиты контактов не требуется обеспечивать защиту от высокого напряжения. Эта функция уже выполняется схемой. В данном случае функцией цепи защиты контактов является ограничение начальной скорости нарастания напряжения на контактах с целью предотвращения возникновения дугового разряда. Лучше всего эту функцию выполняет *RC*-цепь с диодом, включенная параллельно контактам (фиг. 7.16, *в*).

Рекомендации по выбору цепей защиты контактов

Для определения типа цепей защиты контактов при различных нагрузках можно воспользоваться следующими рекомендациями:

1. *Для неиндуктивной нагрузки, потребляющей ток меньше дугового тока,* защита контактов обычно не требуется.
2. *Индуктивные нагрузки, потребляющие ток, не превышающий дуговой,* должны иметь защиту в виде *RC*-цепи или диода.
3. *Индуктивные нагрузки, ток в которых превышает значение тока дугового разряда,* должны иметь защиту в виде диода или *RC*-цепи с диодом.
4. *Неиндуктивные нагрузки, потребляющие ток, превышающий дуговой,* должны иметь *RC*-цепь защиты с диодом. Если в этом случае напряжение питания составляет менее 300 В, выполнение неравенства (7.4) не требуется.

Примеры

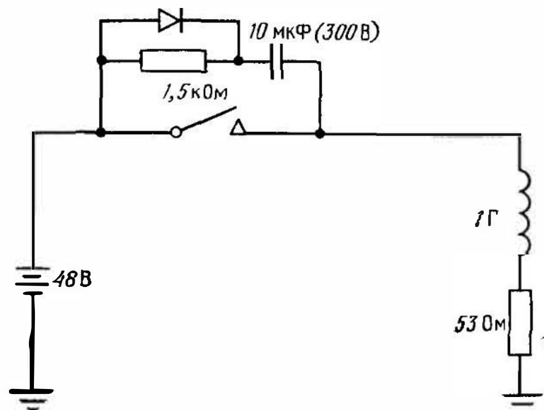
Численные примеры могут помочь лучшему пониманию того, как правильно выбрать защиту контактов.

Пример 7.1. Катушка реле с сопротивлением 150 Ом и индуктивностью 0,2 Г возбуждается от 12-вольтового источника питания через серебряные контакты переключателя. Требуется выбрать и рассчитать цепь защиты контактов, подключаемую параллельно реле.

Ток нагрузки в установившемся режиме составляет 80 мА, что меньше, чем дуговой ток для серебряных контактов; следовательно, целесообразно использовать *RC*-цепь или диод. Чтобы скорость нарастания напряжения на контактах не превышала 1 В/мкс, емкость конденсатора цепи защиты должна быть не менее 0,08 мкФ [из неравенства (7.5)]. Для поддержания максимального напряжения на размыкающихся контактах ниже 300 В емкость должна быть не менее 0,014 мкФ [из (7.4)]. Из неравенства (7.2) следует, что сопротивление резистора должно находиться в диапазоне значений 30—150 Ом. Следовательно, подходящей будет цепь защиты, подключенная параллельно контактам или нагрузке, кото-

рая состоит из последовательно включенных конденсатора 0,1 мкФ и резистора 100 Ом.

Пример 7.2. Магнитный тормоз, имеющий индуктивность 1 Г и сопротивление 53 Ом, срабатывает от источника постоянного напряжения 48 В через переключатель с серебряными контактами. Если используется *RC*-цепь защиты контактов, то резистор должен иметь сопротивление больше 120 Ом и меньше 53 Ом [см. (7.2)]. Поскольку это невозможно, необходимо применить более слож-

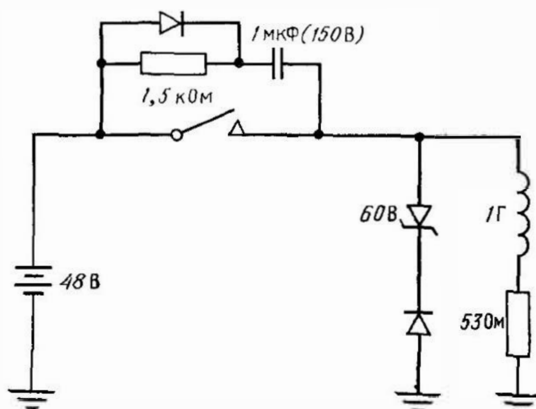


Фиг. 7.19 Цепь защиты контактов к примеру 7.2.

ную цепь защиты, как, например, *RC*-цепь с диодом. В такой цепи резистор должен иметь значение, не превышающее 1200 Ом [из неравенства (7.7)]. Через катушку тормоза в установившемся режиме проходит постоянный ток 0,9 А. Следовательно, в соответствии с неравенством (7.5) конденсатор должен иметь емкость более 0,9 мкФ, чтобы ограничить скорость нарастания напряжения на контактах при их размыкании. Из неравенства (7.4) следует, что емкость должна быть при этом не менее 9 мкФ. Можно было бы использовать конденсатор емкостью 10 мкФ с номинальным напряжением 300 В, резистор 1,5 кОм и диод, как показано на фиг. 7.19.

Однако конденсатор емкостью 10 мкФ на 300 В имеет сравнительно большие габариты. Чтобы избежать применения такого конденсатора, можно принять следующее альтернативное решение. Если параллельно нагрузке включить последовательную цепь из стабилитрона на 60 В и выпрямительного диода, максимальное переходное напряжение на нагрузке будет ограничено 60 В. Тогда максимальное напряжение на контактах при их размыкании будет равно сумме напряжения пробоя стабилитрона и напряжения питания, т. е. 108 В. Следовательно, нет необходимости выбирать

конденсатор в цепи защиты так, чтобы он ограничивал максимальное напряжение на контактах величиной 300 В, поскольку это напряжение уже ограничено стабилитроном на уровне 108 В. Теперь остается выполнить только одно требование, которому должен удовлетворять конденсатор,— неравенство (7.5). Поэтому можно применить конденсатор величиной 1 мкФ (150 В), как показано на фиг. 7.20, и тем самым избежать необходимости использования крупногабаритного конденсатора на 10 мкФ (300 В).



Фиг. 7.20. Цепь защиты контактов к примеру 7.2, позволяющая использовать конденсатор меньшей емкости, чем в схеме на фиг. 7.19.

Выводы

- В переключающихся контактах важными являются два типа пробоя: тлеющий, или газовый, разряд и дуговой разряд.
- Чтобы предотвратить тлеющий разряд, необходимо поддерживать напряжение на контактах на уровне ниже 300 В.
- Чтобы предотвратить дуговой разряд, необходимо поддерживать скорость нарастания напряжения на контактах менее 1 В/мкс.
- Лампы накаливания и емкостные нагрузки вызывают разрушение контактов при их замыкании вследствие больших начальных всплесков тока.
- Индуктивные нагрузки наиболее разрушительно действуют из-за высоких напряжений, которые они вырабатывают при размыкании токовой цепи.
- Наиболее широко применяемая цепь защиты — это RC-цепь.
- Наиболее эффективные средства защиты — RC-цепь с диодом и просто диод.
- Необходимо учитывать влияние, оказываемое цепью защиты контактов на время отпускания при индуктивной нагрузке.

● Диод, подключенный параллельно катушке индуктивности, является очень эффективной цепью подавления переходных процессов, однако его использование может нарушить работу схемы, поскольку он препятствует быстрому спаду тока в индуктивностях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Auger R. W., Puerschner K., The Relay Guide, Reinhold, New York, 1960.
2. Bell Laboratories, Physical Design of Electronic Systems, Vol. 3, Integrated Device and Connection Technology, Ch. 9 (Performance Principles of Switching Contacts), Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1971.
3. Dewey R., Everyone Knows That Inductive Loads Can Greatly Shorten Contact Life, *EDN* (5 April 1973).
4. Duell J. P., Jr., Get Better Price/Performance From Electrical Contacts, *EDN* (5 June 1973).
5. Holm R., Electrical Contacts, Fourth Edition, Springer-Verlag, Berlin, 1967.
6. National Association of Relay Manufacturers, Engineers' Relay Handbook, Second Edition, Hayden Book Co., New York, 1969
7. Oliver F. J., Practical Relay Circuits, Hayden Book Co., New York, 1971.

Глава 8

ВНУТРЕННИЕ ИСТОЧНИКИ ШУМОВ

Даже в случае, когда установлены все внешние связи схемы по шумам, все же у нее останется теоретический минимальный уровень шумов, обусловленный наличием некоторых источников собственных, или внутренних, шумов. Хотя определить эффективное значение шумов этих источников вполне возможно, однако их мгновенную амплитуду можно предсказать лишь на основе подхода теории вероятностей. Собственные шумы имеются почти во всех электронных компонентах. В данной главе рассматриваются наиболее важные типы этих шумов: тепловые, дробовые и контактные шумы Кроме того, здесь обсуждаются импульсные шумы и методы измерения флуктуационных помех.

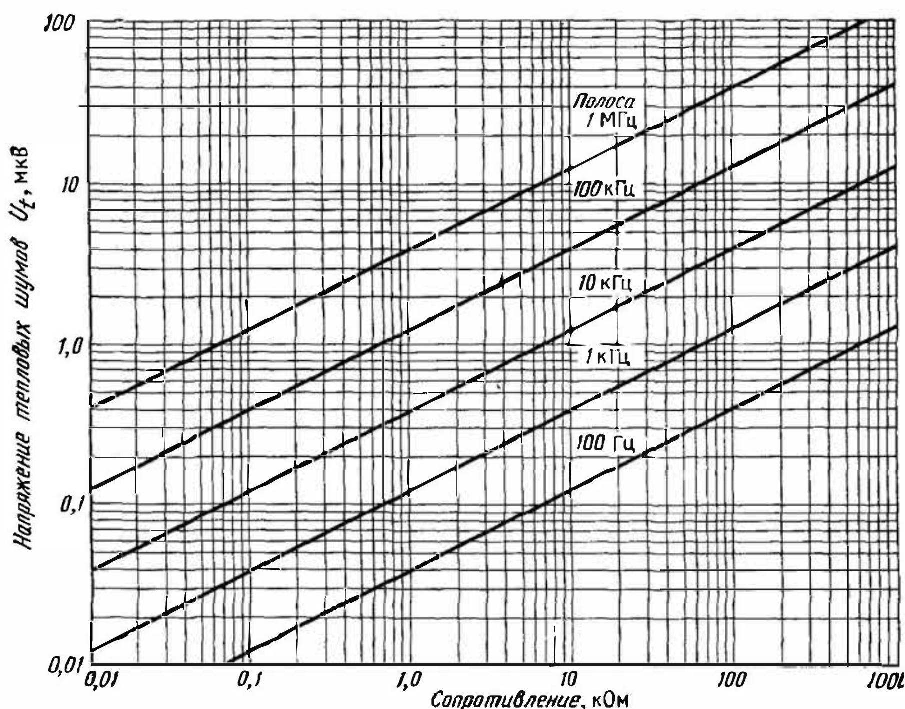
Тепловой шум

Тепловые шумы возникают в результате теплового движения электронов в веществе, из которого состоит сопротивление, и они задают нижний уровень шумов, достижимый в схеме. Тепловые шумы называются также шумами сопротивления или джонсоновскими шумами (по имени открывшего их Дж. Б. Джонсона). В 1928 г. Джонсон обнаружил [5], что во всех проводниках имеется непериодическое напряжение, величина которого зависит от температуры. В этом же году Найквист [8] описал эти шумы математически с привлечением положений термодинамики. Он показал, что действующее значение напряжения шумов в разомкнутой цепи, обусловленное наличием у нее сопротивления, равно

$$U_t=\sqrt{4kTBR}, \qquad (8.1)$$

где k — постоянная Больцмана ($1{,}38\cdot10^{-23}$ Дж/К); T — абсолютная температура, К; B — полоса пропускания шумов, Гц; R — сопротивление, Ом.

При комнатной температуре (290 К, или 17 °С) $4kT=1{,}6\cdot10^{-20}$ Вт/Гц. Полоса пропускания B в уравнении (8.1) — это эквивалентная полоса пропускания шумов для рассматриваемой системы, определяемая уравнением (8.11).



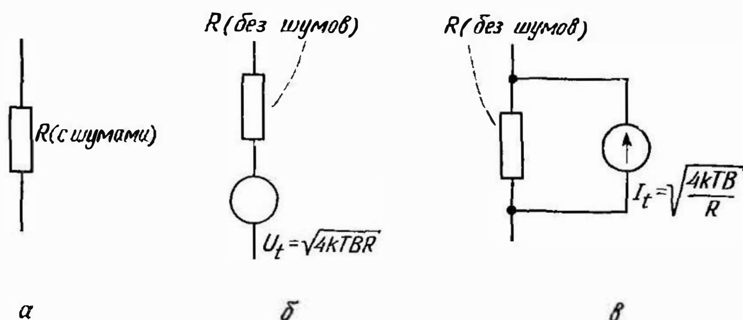
Фиг 8.1 Графики зависимости напряжения тепловых шумов от сопротивления и полосы пропускания.

Тепловые шумы возникают во всех элементах, обладающих сопротивлением. На фиг. 8.1 представлены графики зависимости напряжения тепловых шумов при температуре 17 °С от величины сопротивления. Обычные отклонения температуры слабо влияют на это напряжение. Например, при 117 °С напряжение шумов увеличивается по сравнению со значением, приведенным на фиг. 8.1 для 17 °С, всего лишь на 16%.

Уравнение (8.1) показывает, что напряжение тепловых шумов пропорционально квадратным корням из полосы пропускания и сопротивления. Следовательно, может оказаться целесообразным для уменьшения напряжения тепловых шумов минимизировать сопротивление и полосу пропускания системы. Если тепловой шум все же остается значительным, существенного уменьшения его можно добиться, используя схему при сверхнизкой температуре (близкой к абсолютному нулю) или применяя параметрический усилитель. Этот усилитель не имеет тепловых шумов, поскольку его усиление основано на изменяющемся с большой скоростью реактивном сопротивлении.

Тепловые шумы в резисторе можно представить в виде включенного последовательно с ним источника напряжения шумов U_t (фиг. 8.2, *б*). Значение U_t определяется из выражения (8.1). В некоторых случаях предпочтение отдается представлению шумов эквивалентным генератором тока шумов, включенного параллельно резистору (фиг. 8.2, *в*). Величина этого тока равна

$$I_t = \sqrt{\frac{4kTB}{R}}. \quad (8.2)$$



Фиг. 8.2. Обычное обозначение резистора на схемах (*а*), представление тепловых шумов резистора на эквивалентной схеме в виде источника напряжения (*б*) и в виде источника тока (*в*).

Тепловой шум является универсальной функцией, не зависящей от материала сопротивления. Например, углеродистый резистор 1 кОм дает тепловой шум точно такой же величины, что и танталовый тонкопленочный резистор того же номинала. Фактически величина шумов резистора может быть больше величины тепловых шумов, но никогда не меньше. Эти дополнительные, или избыточные, шумы обусловлены наличием других источников. Шумы в реальных резисторах были рассмотрены в гл. 5.

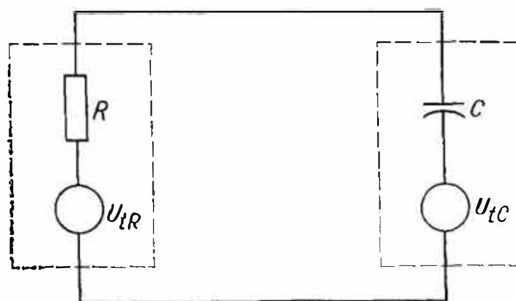
Элементы электрических схем могут создавать тепловые шумы только в том случае, если они способны рассеивать энергию. Поэтому реактивное сопротивление не является источником теплового шума. Это можно показать, рассмотрев пример соединения резистора и конденсатора, представленный на фиг. 8.3. Предположим, что конденсатор создает напряжение тепловых шумов U_{tC}. Мощность, которую генератор U_{tC} отдает в резистор, $P_{CR} = N(f)U_{tC}^2$, где $N(f)$ — некоторая ненулевая функция цепи[1]. Мощность, которую генератор U_{tR} отдает в конденсатор, равна нулю, поскольку конденсатор не может рассеивать мощность. При термо-

[1] В этом примере $N(f) = \frac{1}{R}\left(\frac{j\omega}{j\omega + 1/RC}\right)^2$.

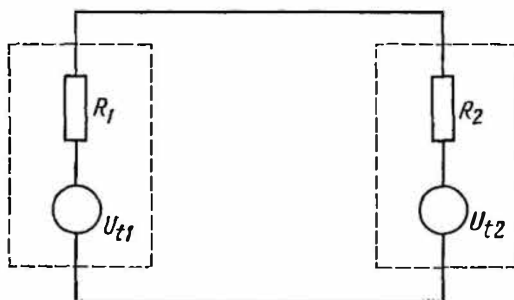
динамическом равновесии мощность, направляемая резистором в конденсатор, должна быть равна мощности, которую конденсатор направляет в резистор. В противном случае температура одного из компонентов будет повышаться, а другого — падать. Следовательно,

$$P_{CR}=N(f)U_{tC}^{2}=0. \quad (8.3)$$

Функция $N(f)$ не может быть равна нулю ни на каких частотах, поскольку это характеристическая функция цепи. Поэтому нулю



Фиг. 8.3. RC-цепь, находящаяся в состоянии термодинамического равновесия при $U_{tC}=0$.



Фиг. 8.4. Два параллельно включенных резистора, находящихся в состоянии термодинамического равновесия.

должно быть равно напряжение U_{tC}, что служит доказательством невозможности генерации теплового шума конденсатором.

Соединим теперь два разных по величине сопротивления при одной и той же температуре (фиг. 8.4) и проверим, выполняется ли в этой схеме условие термодинамического равновесия. Мощность, которую генератор U_{t1} отводит в резистор R_2, равна

$$P_{12}=\frac{R_2}{(R_1+R_2)^2}U_{t1}^{2}. \quad (8.4)$$

Подставив вместо U_{t1} его значение из уравнения (8.1), получим

$$P_{12}=\frac{4kTBR_1R_2}{(R_1+R_2)^2}. \quad (8.5)$$

Генератор U_{t2} отводит в R_1 мощность

$$P_{21}=\frac{R_1}{(R_1+R_2)^2}U_{t2}^2. \quad (8.6)$$

Подстановка уравнения (8.1) вместо U_{t2} дает следующее выражение:

$$P_{21}=\frac{4kTBR_1R_2}{(R_1+R_2)^2}. \quad (8.7)$$

Сравнив уравнения (8.5) и (8.7), можно делать заключение, что

$$P_{12}=P_{21}, \quad (8.8)$$

т. е. оба резистора находятся в состоянии термодинамического равновесия

В приведенных выкладках учитывать мощность, которую генератор U_{t1} отдает в резистор R_1, не нужно. Эта мощность создается самим резистором R_1 и им же рассеивается. Тем самым суммарный эффект, оказываемый ею на температуру R_1, равен нулю. Аналогичным образом нет необходимости рассматривать и мощность, подводимую от генератора U_{t2} к резистору R_2.

Рассмотрим теперь случай, когда оба резистора на фиг. 8.4 имеют одинаковую величину и между этими резисторами устанавливается максимальная передача мощности При этом можно написать

$$P_{12}=P_{21}=P_{ш}=\frac{U_t^2}{4R}. \quad (8.9)$$

Подстановка вместо U_t уравнения (8.1) дает

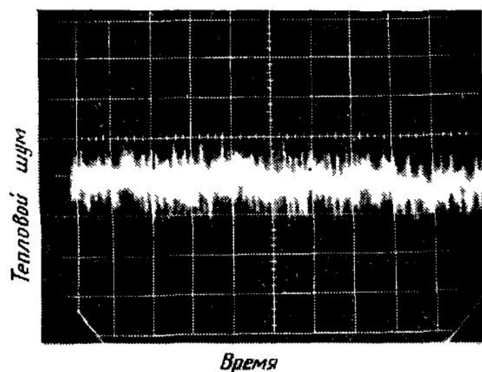
$$P_{ш}=kTB \text{ (Вт)}. \quad (8.10)$$

Величина kTB называется мощностью шумов на согласованной нагрузке. При комнатной температуре (17 °С) эта мощность составляет $4\cdot10^{-21}$ Вт на полосу пропускания 1 Гц и не зависит от величины сопротивления.

Можно показать [10, стр. 17], что тепловые шумы, создаваемые любыми произвольным образом соединенными пассивными компонентами, равны тепловым шумам, которые возникали бы на сопротивлении, равном действительной части полного сопротивления эквивалентной цепи. Этот факт используется для вычисления тепловых шумов в сложной пассивной цепи.

Характеристики тепловых шумов

Мощность тепловых шумов имеет равномерную частотную характеристику. Для любой данной полосы частот в любой части спектра мощность шумов на согласованной нагрузке есть величина постоянная и не зависит от величины сопротивления Например, мощность шумов в полосе 100 Гц между частотами 100 и 200 Гц равна мощности в полосе 100 Гц между частотами 1 000 000 и 1 000 100 Гц. При наблюдении на широкополосном осциллографе тепловой шум имеет вид, показанный на фиг. 8 5 Такой шум (с равномерным распределением мощности по частоте) называют белым шумом, подразумевая под этим, что он имеет бесконечно

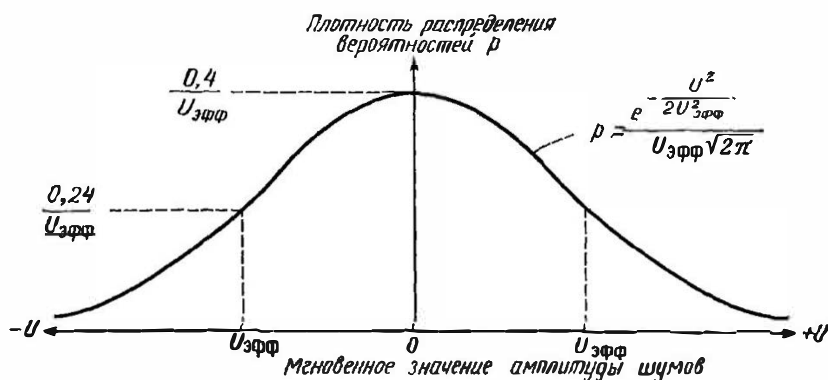


Фиг 8 5 Тепловые шумы на экране широкополосного осциллографа (горизонтальная развертка 200 мкс/дел)

много частотных составляющих. Многие источники шумов, отличных от тепловых, имеют такую же характеристику и также называются источниками белого шума.

Хотя эффективное значение теплового шума определить нетрудно, его мгновенное значение можно определить лишь при вероятностном подходе, так как оно является случайной величиной. Мгновенная амплитуда теплового шума имеет гауссово, или нормальное, распределение. Его среднее значение равно нулю, а эффективное значение определяется из уравнения (8.1). На фиг. 8 6 показана функция плотности распределения вероятностей амплитуды тепловых шумов. Вероятность нахождения мгновенного напряжения между любыми двумя значениями равна интегралу от функции плотности распределения вероятностей между этими значениями. Функция плотности распределения вероятностей имеет максимальное значение при нуле, что отражает факт наибольшей вероятности значений вблизи нуля.

Амплитудный фактор (пик-фактор) кривой определяется как отношение амплитуды к эффективному значению. Для теплового шума функция плотности распределения вероятностей, показанная на фиг. 8.6, асимптотически приближается к нулю как для положительной, так и для отрицательной амплитуды. Поскольку кривая никогда не достигает нуля, конечного предела для величины мгновенного напряжения шумов не существует. Исходя из этого, амплитудный фактор должен равняться бесконечности, что не очень удобно. Более пригодный результат получается, если вы-



Фиг 8.6. Функция плотности распределения вероятностей тепловых шумов (гауссово распределение).

числять амплитудный фактор для пиков, которые появляются по меньшей мере заданное число раз. Результаты этих вычислений сведены в табл. 8.1. Обычно рассматриваются только пики, которые занимают не менее 0,01% времени наблюдения, и *амплитудный фактор для теплового шума принимается равным ~4.*

Таблица 8.1

Амплитудный фактор тепловых шумов

Отношение времени пиковых выбросов к времени наблюдения, %	Амплитудный фактор (отношение амплитуды выбросов к действующему значению)
1,0	2,6
0,1	3,3
0,01	3,9
0,001	4,4
0,0001	4,9

Эквивалентная полоса пропускания шумов

Полоса пропускания шумов B есть полоса пропускания рассматриваемой системы или схемы. Эта шумовая полоса определяется для системы при неизменном коэффициенте усиления в пределах полосы пропускания и нулевом усилении за ее пределами. На фиг. 8.7 показаны характеристики идеального фильтра нижних частот и идеального полосового фильтра.

Практические схемы имеют не такие идеальные характеристики, а подобные тем, что представлены на фиг. 8.8. В таком случае проблема состоит в том, чтобы найти эквивалентную полосу шумов, которую можно использовать в уравнениях, получая те же результаты, которые в действительности дает истинная неидеальная полоса. В случае источника белого шума (одинаковая мощность шумов в заданной ширине полосы в любой части спектра) эта задача выполняется, если сделать площадь под кривой эквивалентной полосы пропускания шумов равной площади под реальной амплитудно-частотной характеристикой. (На фиг. 8.9 это показано для низкочастотной схемы.)

Для любой передаточной функции $K(f)$ (выраженной в виде отношения напряжений или токов) существует эквивалентная шумовая полоса с постоянной величиной коэффициента передачи K_0 и шириной полосы

$$B=\frac{1}{|K_0|^2}\int_0^\infty |K(f)|^2 df. \quad (8.11)$$

На фиг. 8.10 показана типичная амплитудно-частотная характеристика полосового фильтра. Коэффициент K_0 обычно берется равным максимальному абсолютному значению $K(f)$.

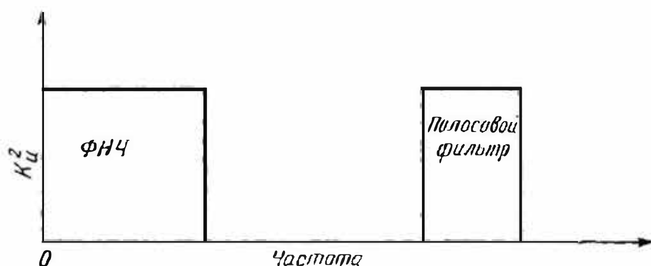
Пример 8.1. Определить эквивалентную шумовую полосу простой RC-цепи, представленной на фиг. 8.11. Зависимость коэффициента усиления по напряжению такой однополюсной цепи от частоты имеет вид

$$K(f)=\frac{f_0}{jf+f_0}, \quad (8.12)$$

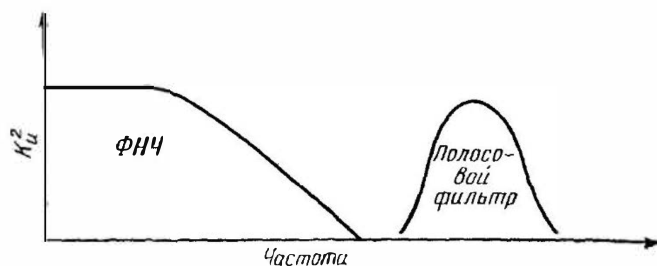
где

$$f_0=\frac{1}{2\pi RC}. \quad (8.13)$$

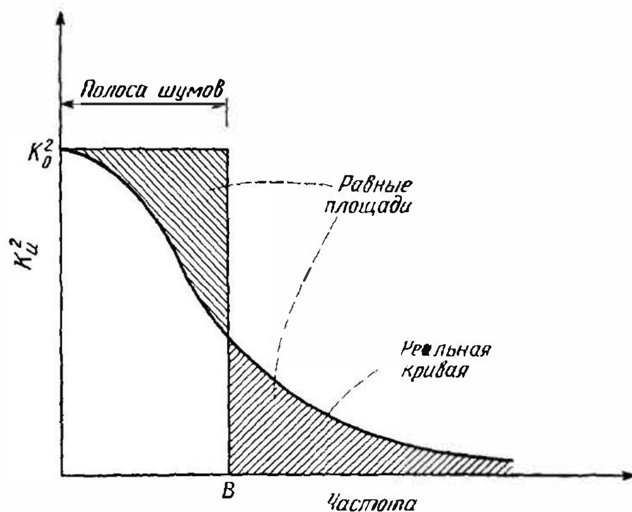
Частота f_0 — это частота, на которой усиление по напряжению уменьшается на 3 дБ (фиг. 8.11). При $f=0$ имеет место следую-



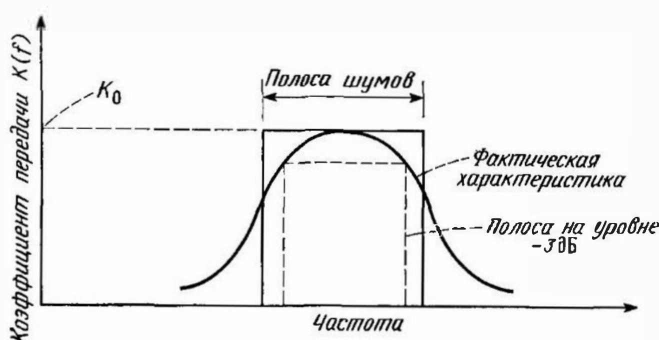
Фиг 8.7. Амплитудно-частотные характеристики идеального фильтра нижних частот и идеального полосового фильтра.



Фиг. 8.8. Амплитудно-частотные характеристики реальиого фильтра нижиих частот и реального полосового фильтра.

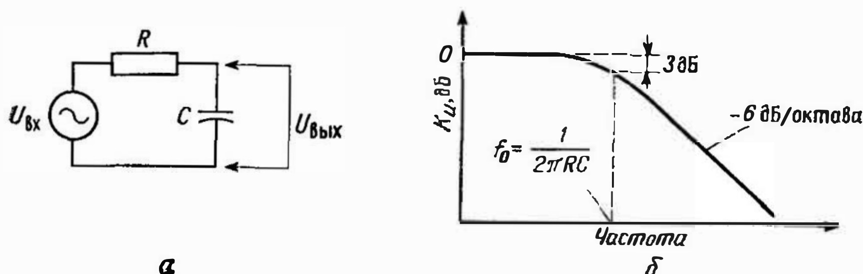


Фиг. 8.9. Реальная амплитудно-частотная характеристика и кривая эквивалентной полосы пропускания шумов фильтра нижних частот. (График дан в линейных координатах.)



Фиг. 8.10. Амплитудно-частотная характеристика полосового фильтра.

Амплитудно-частотную характеристику можно заменить эквивалентной характеристикой идеальной цепи, коэффициент передачи которой есть величина постоянная.



Фиг. 8.11. Эквивалентная схема *RC*-цепи (*а*) и ее амплитудно-частотная характеристика (*б*).

щее равенство: $K(f)=K_0=1$. Подставив уравнение (8.12) в (8.11), получим

$$B=\int_0^\infty\left(\frac{f_0}{\sqrt{f_0^2+f^2}}\right)^2 df, \tag{8.14а}$$

$$B=f_0^2\int_0^\infty (f_0^2+f^2)^{-1}\,df. \tag{8.14б}$$

Можно вычислить данный интеграл, положив $f=f_0\operatorname{tg}\theta$, откуда $df=$ $=f_0\sec^2\theta d\theta$. Произведя такую подстановку в уравнении (8.14б), получим

$$B=f_0\int_0^{\pi/2} d\theta, \tag{8.15}$$

или

$$B=\frac{\pi}{2}f_0. \tag{8.16}$$

Таблица 8 2

Отношение полосы пропускания шумов B к полосе пропускания f_0 на уровне —3 дБ

Число полюсов	B/f_0	Высокочастотный спад, дБ/октава
1	1,57	6
2	1,22	12
3	1,15	18
4	1,13	24
5	1,11	30

Следовательно, эквивалентная шумовая полоса для этой схемы в $\pi/2$, или в 1,57, раз больше ширины полосы f_0 на уровне —3 дБ. Этот результат можно применить к любой схеме, которую можно представить в виде однополюсного фильтра нижних частот, а также к некоторым активным приборам, таким, как транзисторы, которые можно промоделировать однополюсными низкочастотными схемами.

В табл. 8.2 приведены отношения шумовой полосы к полосе на уровне —3 дБ для схем с полюсами различного порядка. Из таблицы можно видеть, что при увеличении порядка полюса шумовая полоса приближается к полосе на уровне —3 дБ. В случае полюса выше третьего порядка вместо шумовой полосы с небольшой ошибкой можно использовать значение полосы пропускания на уровне —3 дБ.

Второй способ определения шумовой полосы состоит в графическом интегрировании. Оно осуществляется путем построения в линейном масштабе графика частотной зависимости возведенного в квадрат коэффициента усиления по напряжению. Вслед за этим вычерчивается такой прямоугольник полосы пропускания, чтобы площадь под кривой шумовой полосы была равна площади под фактической кривой, как это показано на фиг. 8.9.

Дробовой шум

Дробовой шум связан с прохождением тока через потенциальный барьер. Он возникает из-за флуктуаций тока относительно среднего значения, вызываемых случайным характером эмиссии электронов (или дырок). Этот шум присутствует как в электронных лампах, так и в полупроводниках. В последних дробовой шум обусловлен хаотической диффузией носителей через базу транзистора и случайным характером генерации и рекомбинации пар электрон — дырка.

Теоретический анализ дробовых шумов был проведен У. Шоттки в 1918 г. Он показал, что эффективное значение тока этих шумов [10, стр 91] равно

$$I_{\text{др}} = \sqrt{2qI_{=}B}, \tag{8.17}$$

где q — заряд электрона ($1{,}6 \cdot 10^{-19}$ Кл); $I_{=}$ — среднее значение постоянного тока, А; B — полоса пропускания, Гц.

Уравнения (8.17) и (8.2) аналогичны по форме. Плотность распределения мощности для дробовых шумов есть величина, не изменяющаяся с частотой, а амплитуда имеет гауссово (нормальное) распределение. Разделив уравнение (8.17) на корень квадратный из полосы пропускания, получим

$$\frac{I_{\text{др}}}{\sqrt{B}} = \sqrt{2qI_{=}} = 5{,}56 \cdot 10^{-10} \sqrt{I_{=}}. \tag{8.18}$$

В уравнении (8.18) ток шумов, деленный на корень квадратный из полосы пропускания, является функцией только проходящего через устройство постоянного тока Поэтому, измерив этот ток, можно очень точно определить величину дробовых шумов.

При измерении шум-фактора усилителя (описанного в гл. 9) наличие перестраиваемого источника белого шума может значительно упростить процедуру измерения. В качестве такого источника можно использовать диод. Если преобладающим источником шумов в диоде будет дробовой шум, то эффективное значение тока шумов можно определить просто путем измерения постоянного тока, проходящего через диод.

Контактные шумы

Контактные шумы вызываются флуктуацией проводимости вследствие несовершенства контакта между двумя материалами. Они проявляются всякий раз, когда два проводника соединяются друг с другом, например в переключателях и контактах реле. Контактные шумы встречаются, кроме того, в транзисторах и диодах из-за несовершенных контактов, а также в композиционных резисторах и угольных микрофонах, которые содержат множество сплавленных между собой мелких частиц.

Контактные шумы имеют много других названий. В резисторах они называются избыточными шумами. В тех случаях, когда рассматриваются шумы в электронных лампах, контактные шумы обычно называют фликкер-шумами. Вследствие специфической частотной характеристики эти шумы часто называют низкочастотными или $1/f$-шумами.

Контактный шум прямо пропорционален величине постоянного тока. Плотность распределения мощности изменяется как величи-

на, обратная частоте $(1/f)$, а распределение амплитуд имеет вид гауссовой кривой. Ток шумов I_f, поделенный на корень квадратный из полосы пропускания, можно приближенно выразить в следующем виде [10, стр. 209]:

$$\frac{I_f}{\sqrt{B}} \approx \frac{KI_=}{\sqrt{f}}, \qquad (8.19)$$

где $I_=$ — среднее значение постоянного тока, А; f — частота, Гц; K — постоянная, которая зависит от вида материала контакта и его конфигурации; B — полоса пропускания в герцах относительно центральной частоты f.

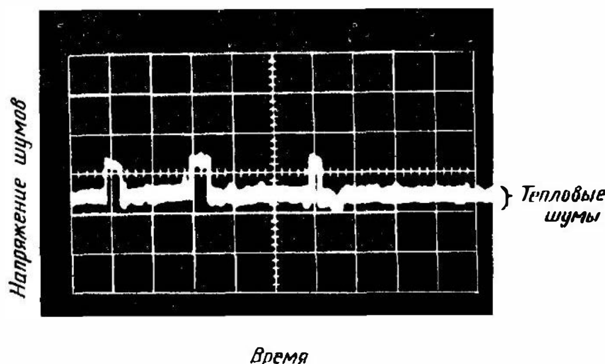
Следует отметить, что величина контактных шумов вследствие их характеристики вида $1/f$ на низких частотах может стать очень большой. Большинство теоретических методов, предложенных для вычисления контактных шумов, основывается на предположении, что на частотах ниже некоторой определенной частоты амплитуда шумов становится постоянной. Однако измерения контактных шумов на частотах до нескольких циклов в сутки все еще показывают характеристику вида $1/f$. Из-за своей частотной характеристики контактные шумы обычно являются наиболее важным источником шумов в низкочастотных схемах и цепях.

Импульсные шумы

Импульсный шум, называемый также шумом лопающегося зерна, впервые был обнаружен в полупроводниковых диодах, а недавно был замечен и в интегральных схемах. Если импульсный шум усилить и подать на громкоговоритель, то звук будет похож на шум лопающихся при поджаривании кукурузных зерен на шипящем фоне, создаваемом тепловым шумом.

В отличие от других рассматриваемых в данной главе источников шумов импульсные шумы обусловлены производственными дефектами, и их можно устранить, улучшив процессы производства. Эти шумы вызываются дефектами в переходе полупроводникового прибора (обычно в виде металлических примесей). Импульсные шумы проявляются как резкие всплески и сопровождаются дискретным изменениям уровня, как показано на фиг. 8.12. Длительность шумовых импульсов колеблется от микросекунд до секунд. Импульсы появляются по непериодическому закону, и средняя скорость повторения изменяется от нескольких сот импульсов в секунду до менее одного импульса в минуту. Вместе с тем у любого конкретного устройства амплитуда импульсных шумов фиксирована, так как она является функцией параметров дефекта перехода. Обычно эта амплитуда в 2—100 раз превышает амплитуду тепловых шумов.

Плотность распределения мощности импульсных шумов имеет зависимость вида $1/f^n$, где n обычно равно 2. Поскольку этот шум представляет собой явление, связанное с наличием тока, напряжение импульсных шумов будет наибольшим в высокоомной цепи, такой, как входная цепь операционного усилителя.



Фиг. 8.12. Форма выходного напряжения интегрального ОУ при наличии импульсных шумов.

Хаотические колебания базовой линии и на вершинах импульсов — напряжение теплового шума; горизонтальная развертка — 20 мс/дел.

Сложение напряжений шумов

Напряжения или токи шумов различных типов возникают независимо и не связаны друг с другом. При наложении эффектов от независимых источников шумов их общая мощность равна сумме мощностей отдельных источников. Складывая напряжения шумов от двух генераторов U_1 и U_2 по правилу сложения мощностей, имеем

$$U^2_{общ} = U^2_1 + U^2_2. \tag{8.20}$$

Таким образом, общее напряжение шумов можно записать в виде

$$U_{общ} = \sqrt{U^2_1 + U^2_2}. \tag{8.21}$$

Следовательно, напряжения некоррелированных шумов от независимых источников можно складывать, беря корень квадратный из суммы квадратов напряжений отдельных источников шумов.

Напряжения двух связанных источников шумов можно сложить, используя следующее уравнение:

$$U_{общ} = \sqrt{U^2_1 + U^2_2 + 2\gamma U_1 U_2}, \tag{8.22}$$

где γ — коэффициент корреляции, который может принимать значения от $+1$ до -1. При $\gamma=0$ напряжения U_1 и U_2 не связаны друг с другом; при $\gamma=1$ эти напряжения жестко связаны. Для зна-

чений γ, лежащих между 0 и +1 или между 0 и —1, эти напряжения имеют частичную взаимосвязь.

Измерение случайных шумов

Шумы обычно измеряют на выходе схемы или усилителя. Это делается по двум причинам: во-первых, шумы на выходе больше по амплитуде и, следовательно, их легче измерить; во-вторых, это исключает возможность того, что прибор для измерения шумов нарушит экранирование, заземление или балансировку входной цепи измеряемого устройства. Если требуется получить значение эквивалентного шума на входе, измеряют шум на выходе и делят это значение на коэффициент усиления схемы.

Поскольку большинство вольтметров предназначено для измерения синусоидальных напряжений, необходимо исследовать их чувствительность к шумам случайного характера. Измеритель шумов должен отвечать следующим трем основным требованиям: 1) он должен реагировать на мощность шумов; 2) амплитудный фактор прибора должен быть не менее 4; 3) его полоса пропускания должна по меньшей мере в 10 раз превышать полосу пропускания измеряемой схемы. Рассмотрим теперь характеристики вольтметров различных типов с точки зрения измерения ими белого шума.

Очевидно, что наилучшим для этой цели является вольтметр, измеряющий действующее (эффективное) значение напряжения, при условии что он имеет достаточные полосу пропускания и амплитудный фактор. Амплитудный фактор, равный 3, обеспечивает погрешность измерения не более 1,5%, в то время как при амплитудном факторе, равном 4, погрешность измерения не превышает 0,5%. Корректировать показания такого вольтметра не требуется.

Наиболее широко используемые вольтметры переменного тока реагируют на среднее значение сигнала, однако имеют шкалу, калиброванную в эффективных значениях. В таких вольтметрах используются выпрямительный диод и вольтметр постоянного тока, реагирующий на среднее значение измеряемого сигнала. Эффективное значение сигнала синусоидальной формы в 1,11 раза превышает его среднее значение. Поэтому шкала вольтметра откалибрована с учетом этой величины. Однако у белого шума эффективное значение выше среднего в 1,25 раза. Поэтому при измерении белого шума вольтметр среднего значения дает сильно заниженные показания. Если полоса пропускания и амплитудный фактор такого прибора достаточны, его можно использовать для измерения белого шума, умножая показания вольтметра на 1,13 или добавляя к ним 1,1 дБ. Измерения следует проводить на нижней половине шкалы вольтметра, с тем чтобы исключить ограничение пиковых значений шумов.

Таблица 8.3

Характеристики измерительных приборов, используемых для измерения белого шума

Тип измерительного прибора	Поправочный коэффициент	Примечания
Измеритель действующих значений	Не требуется	Полоса вольтметра более чем в 10 раз превышает шумовую полосу, а амплитудный фактор вольтметра не менее 3
Измеритель средних значений	Показания вольтметра умножить на 1,13 (или прибавить 1,1 дБ)	Полоса вольтметра более чем в 10 раз превышает шумовую полосу, а амплитудный фактор вольтметра не менее 3. Чтобы исключить ограничение пиков, отсчет следует производить в нижней половине шкалы
Измеритель пиковых значений		Не применяется
Осциллограф	Действующее значение $\approx 1/8$ двойного амплитудного значения	Чтобы удостовериться в том, что шумы имеют случайный характер, а не вызваны наводками, наблюдайте форму кривой на экране. Редкие импульсы большой амплитуды принимать во внимание не следует

Пиковые вольтметры не следует использовать для измерения шумов, так как их показания зависят от постоянных времени заряда и разряда (запоминающего конденсатора.— *Ред.)* в используемом вольтметре.

Осциллографом часто пренебрегают, однако это превосходный прибор для измерения белого шума. Одно из его преимуществ перед другими индикаторами заключается в том, что на осциллографе можно наблюдать форму измеряемого сигнала. При этом можно быть уверенным, что измеряются именно случайные шумы, а не наводки или фон сети 60 Гц. Эффективное значение белого шума равно $\sim 1/8$ двойного амплитудного значения, измеряемого на осциллографе[1]. При определении двойной амплитуды по осциллографу один-два пика, которые будут значительно выше всей кривой сигнала, в расчет брать не следует. При небольшом навыке этим способом можно точно определять эффективные значения. На осциллографе можно измерять шумы случайного характера даже при наличии фона 60 Гц или других источников шумов не-

[1] При этом предполагается, что белый шум имеет амплитудный фактор, равный 4.

случайного характера, так как на экране эти сигналы можно идентифицировать по форме и измерить раздельно.

Характеристики вольтметров различных типов, применяемых для измерения белого шума, сведены в табл 8.3.

Выводы

● Тепловые шумы присутствуют во всех элементах, содержащих сопротивления.

● Реактивное сопротивление не генерирует тепловых шумов.

● Тепловой шум в любой цепи, составленной из пассивных элементов, равен тепловому шуму, который создается в сопротивлении, равном действительной части полного сопротивления эквивалентной цепи.

● Дробовой шум вызывается прохождением тока через потенциальный барьер.

● Контактный шум (шум вида $1/f$) возникает везде, где ток проходит через неоднородный материал.

● Влияние контактного шума существенно лишь на низких частотах

● Импульсные шумы можно устранить путем улучшения производственных процессов.

● По мере увеличения числа полюсов (постоянных времени) шумовая полоса приближается к полосе пропускания на уровне —3 дБ.

● Для теплового шума амплитудный фактор обычно принимается равным 4.

● Некоррелированные напряжения шумов суммируются на основе правила сложения мощностей; следовательно,

$$U_{общ} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \ldots + U_m^2}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1 Baxandall P. J., Noise in Transistor Circuits, Part 1, *Wireless World*, **74** (November 1968).

2. Bennett W. R., Characteristics and Origins of Noise — Part I, Electronics, **29**, 154—160 (March 1956).

3. Campbell R. H., Jr., Chipman R. A., Noise from Current-Carrying Resistors, 20 to 500 kC, Proceedings of the IRE, **37**, 938—942 (August 1949).

4. Dummer G. W. A., Fixed Resistors, Sir Isaac Pitman, London, 1956.

5. Johnson J. B, Thermal Agitation of Electricity in Conductors, *Phys. Rev.*, **32**, 97—109 (July 1928).

6 Lathi B. P., Signals, Systems and Communications, Ch. 13, Wiley, New York, 1965.

7. Mumford W. W., Scheibe E. H., Noise Performance Factors in Communication Systems, Horizon House, Dedham, Mass., 1969.

8. Nyquist H., Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors, *Phys. Rev.*, **32**, 110—113 (July 1928).

9. Van der Ziel A., Fluctuation Phenomena in Semi-Conductors, Academic, New York, 1959.

10. Van der Ziel A., Noise, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1954.

Глава 9

ШУМЫ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Биполярные транзисторы, полевые транзисторы (ПТ) и интегральные схемы операционных усилителей (ОУ) обладают внутренними механизмами генерации шумов. В данной главе рассматриваются эти источники внутренних шумов и показываются условия, необходимые для оптимизации шумовых характеристик.

Прежде чем рассматривать шумы активных устройств, приводятся общие соображения относительно того, как определяются и измеряются шумы. Такой анализ общего характера основан на ряде стандартных шумовых параметров, которые в дальнейшем могут использоваться для описания шумовых свойств конкретных устройств. В этих общепринятых методах для определения уровня шумов используются понятие «коэффициент шума» и модель, содержащая источник напряжения и источник тока шумов.

Коэффициент шума

Понятие «коэффициент шума» было развито в 40-х годах как способ количественного определения уровня шумов в электронных лампах. Это понятие широко используется и по сей день, несмотря на некоторые присущие ему серьезные ограничения.

Коэффициент шума $K_ш$ представляет собой величину, позволяющую сравнить шумовые свойства реального и идеального (нешумящего) устройства. По определению

$$K_ш = \frac{\text{Мощность шумов на выходе реального устройства}}{\text{Мощность шумов на выходе идеального устройства}}. \qquad (9.1)$$

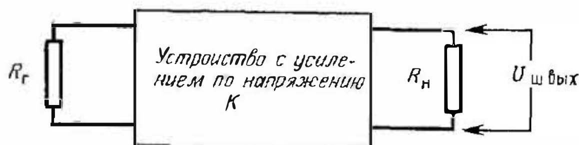
Мощность шумов на выходе идеального устройства определяется мощностью тепловых шумов сопротивления источника. Стандартной температурой для измерения мощности шумов источника является $T=290$ K. Коэффициент шума, следовательно, можно записать в виде

$$K_ш = \frac{\text{Мощность шумов на выходе реального устройства}}{\text{Мощность на выходе, обусловленная шумами источника}}. \qquad (9.2)$$

Эквивалентным определением коэффициента шума является отношение сигнал/шум на входе, деленное на отношение сигнал/шум на выходе:

$$K_ш = \frac{P_{с.вх}/P_{ш.вх}}{P_{с.вых}/P_{ш.вых}}. \qquad (9.3)$$

Отношения сигнал/шум следует выражать в виде отношения мощностей, за исключением случая равенства входного сопротивления и сопротивления нагрузки, когда в качестве этих отношений можно брать также отношения квадратов напряжений или токов.



Фиг. 9.1. Резистивный источник, используемый для измерения коэффициента шума.

Все измерения коэффициента шума необходимо проводить с резистивным источником (фиг. 9.1). Напряжение шумов разомкнутой входной цепи представляет собой, таким образом, только тепловые шумы сопротивления источника $R_г$, или

$$U_t=\sqrt{4kTBR_г}. \qquad (9.4)$$

При 290 K

$$U_t=\sqrt{1{,}6\cdot 10^{-20}BR_г}. \qquad (9.5)$$

Если устройство имеет коэффициент усиления по напряжению K, определяемый как отношение выходного напряжения, измеряемого на $R_н$, к напряжению источника на холостом ходу, то составляющая выходного напряжения, вызываемая тепловыми шумами в $R_г$, равна KU_t. Обозначив общее напряжение выходных шумов, измеренных на $R_н$, как $U_{ш.вых}$, можно записать выражение для коэффициента шума в следующем виде:

$$K_ш=\frac{U^2_{ш.вых}/R_н}{(KU_t)^2/R_н}, \qquad (9.6)$$

или

$$K_ш=\frac{U^2_{ш.вых}}{(KU_t)^2}. \qquad (9.7)$$

На $U_{ш.вых}$ влияют как шумы источника, так и шумы устройства. Подстановка (9.4) в (9.7) дает

$$K_ш=\frac{U^2_{ш.вых}}{4kTBR_гK^2}. \qquad (9.8)$$

Исследуя уравнение (9.8), можно заметить следующие три характерные особенности коэффициента шума: 1) он не зависит от сопротивления нагрузки $R_н$; 2) он зависит от сопротивления источ-

ника $R_г$; 3) если бы устройство было совершенно «нешумящим», коэффициент шума равнялся бы 1.

Коэффициент шума, выраженный в децибелах, называется шум-фактором $F_ш$:

$$F_ш = 10 \lg K_ш. \tag{9.9}$$

В качественном отношении шум-фактор и коэффициент шума одно и то же, и в обыденной речи их часто используют как синонимы.

Из-за наличия в знаменателе выражения (9.8) полосы пропускания B существуют две возможности определения шум-фактора: 1) через точечный, или спектральный, шум, измеряемый на определенной частоте в полосе 1 Гц, и 2) через интегральный, или средний, шум, измеряемый в определенной полосе пропускания. Если шум устройства «белый» и если он возникает прежде, чем попасть в ту часть его схемы, которая определяет границы полосы пропускания, то коэффициенты спектрального и интегрального шумов равны. Поэтому по мере увеличения полосы пропускания и шумы источника, и суммарный шум (устройства и источника), увеличиваются в одно и то же число раз.

В подходе, основанном на понятии коэффициента шума, имеются три основных ограничения:

1. Увеличение сопротивления источника может уменьшить коэффициент шума, хотя суммарный шум в схеме при этом увеличится.

2. При чисто реактивном сопротивлении источника понятие коэффициента шума не имеет смысла, так как шумы источника равны нулю и коэффициент шума становится равным бесконечности.

3. Когда шумы устройства малы по сравнению с тепловыми шумами источника (как в некоторых малошумящих ПТ), при вычислении коэффициента шума берется отношение двух почти равных чисел, что может привести к неточным результатам[1].

Прямое сравнение двух коэффициентов шума имеет смысл в том случае, если они оба измерены при одном и том же сопротивлении источника. Коэффициент шума зависит от условий смещения (нахождения рабочей точки), частоты, температуры, а также от сопротивления источника, и при определении коэффициента шума все эти величины должны быть оговорены.

Если нам известен коэффициент шума при одном значении сопротивления источника, это еще не дает возможности вычислить коэффициент шума при других значениях сопротивления. Это объясняется тем, что при изменении сопротивления источника изменяются как шумы источника, так и шумы устройства.

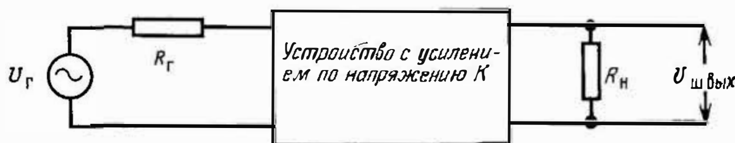
---

[1] И даже грубым ошибкам. — *Прим. ред.*

Измерение коэффициента шума

Более полное представление о том, что такое коэффициент шума, может дать описание методов его измерения. Существуют два таких метода: метод фиксированной частоты и метод белого шума, или шума, создаваемого диодом

Схема для измерения $K_ш$ по методу фиксированной частоты представлена на фиг. 9.2 Здесь $U_г$ — генератор, настроенный на частоту, при которой производится измерение, а $R_г$ — сопротивление источника. Вначале измеряют эффективное значение напря-



Фиг 9 2 Схема для измерения коэффициента шума по методу фиксированной частоты.

жения шумов $U_{ш\ вых}$ при выключенном источнике $U_г$. Это напряжение содержит две составляющие: первая обусловлена напряжением тепловых шумов U_t сопротивления источника, а вторая — шумами устройства:

$$U_{ш.вых}=\sqrt{(KU_t)^2+(\text{Шум устройства})^2}. \qquad (9.10)$$

Затем включают генератор $U_г$ и изменяют приложенный входной сигнал так, чтобы мощность на выходе стала вдвое больше первоначальной (при этом эффективное значение выходного напряжения увеличивается на 3 дБ относительно первоначально измеренного значения). При этих условиях справедливо следующее уравнение:

$$(KU_г)^2+U^2_{ш\ вых}=2U^2_{ш\ вых}, \qquad (9.11)$$

откуда

$$KU_г=U_{ш.вых}. \qquad (9.12)$$

Подставив уравнение (9.12) в выражение (9.7), получим

$$K_ш=\left(\frac{U_г}{U_t}\right)^2. \qquad (9.13)$$

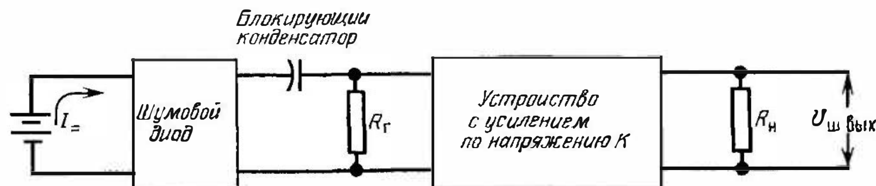
Если вместо U_t подставить его значение из (9.5), то

$$K_ш=\frac{U^2_г}{1,6\cdot 10^{-20}BR_г}. \qquad (9.14)$$

Так как коэффициент шума не зависит от $R_н$, при измерении можно использовать любое сопротивление нагрузки.

Недостаток этого метода состоит в том, что должна быть известна полоса пропускания устройства[1].

В более совершенном методе измерения коэффициента шума в качестве источника белого шума используется шумовой диод. Схема измерения показана на фиг. 9.3. Здесь $I_=$ — постоянный



Фиг 9 3 Схема для измерения коэффициента шума с источником в виде шумового диода.

ток через диод, а $R_г$ — сопротивление источника. Дробовой (флуктуационный) шум диода определяется выражением

$$I_{др}=\sqrt{3{,}2\cdot 10^{-19}BI_=}. \qquad (9.15)$$

Используя теорему Тевенина, можно заменить генератор тока дробовых шумов на генератор напряжения $U_{др}$, включенный последовательно с $R_г$, причем

$$U_{др}=I_{др}R_г. \qquad (9.16)$$

Вначале при нулевом токе диода измеряют эффективное значение выходного напряжения шумов $U_{ш\,вых}$. Оно содержит две составляющие: тепловые шумы сопротивления источника и собственные шумы устройства. Поэтому

$$U_{ш.вых}=\sqrt{(KU_t)^2+(\text{Шум устройства})^2}. \qquad (9.17)$$

Вслед за этим в диоде задают ток и увеличивают его до тех пор, пока выходная мощность не удвоится (эффективное значение выходного напряжения увеличивается при этом на 3 дБ). При этих условиях справедливо следующее уравнение:

$$(KU_{др})^2+U^2_{ш\,вых}=2U^2_{ш\,вых}, \qquad (9.18)$$

откуда

$$U_{ш\,вых}=KU_{др}=KI_{др}R_г. \qquad (9.19)$$

Подставив полученное выражение для $U_{ш.\,вых}$ в уравнение (9.7), можно написать

$$K_ш\frac{(I_{др}R_г)^2}{U_t^2}. \qquad (9.20)$$

---

[1] Не следует забывать, что полоса пропускания устройства обычно не равна полосе на уровне — 3 дБ (см гл. 8).

Заменив $I_{др}$ и U_t соответственно выражениями (9.15) и (9.5), имеем

$$K_ш = 20 I_= R_г. \tag{9.21}$$

Из последнего уравнения видно, что коэффициент шума является функцией только прямого тока через диод и значения сопротивления источника. Обе эти величины очень легко измерить. При этом не нужно знать ни коэффициента усиления, ни полосы пропускания устройства.

Определение отношения сигнал/шум и напряжения входных шумов по коэффициенту шума

Если известно, чему равен коэффициент шума, его значение можно использовать для вычисления отношения сигнал/шум (С/Ш) и напряжения входных шумов. При этих вычислениях важно, чтобы сопротивление источника в реальной схеме было такой же величины, как и то, которое применялось при измерении коэффициента шума. Преобразуя уравнение (9.8), получим

$$U_{ш.вых} = K\sqrt{4kTBR_г K_ш}. \tag{9.22}$$

При входном сигнале $U_г$ сигнал на выходе $U_{вых} = KU_г$. Следовательно, отношение сигнал/шум по мощности на выходе составит

$$(С/Ш)_{вых} = \frac{P_{с.вых}}{P_{ш.вых}}, \tag{9.23}$$

или

$$(С/Ш)_{вых} = \left(\frac{KU_г}{U_{ш.вых}}\right)^2. \tag{9.24}$$

Подставив вместо $U_{ш.вых}$ уравнение (9.22), получим

$$(С/Ш)_{вых} = \frac{U_г^2}{4kTBR_г K_ш}. \tag{9.25}$$

Отношение сигна/шум в выражениях (9.23)—(9.25) записано для мощностей. Однако иногда это отношение определяется как отношение напряжений. Необходимо быть внимательным, чтобы не спутать, какое отношение сигнал/шум указано в спецификации — по мощности или по напряжению, поскольку численно они не совпадают. При выражении в децибелах отношение сигнал/шум равно $10\lg(P_{с.вых}/P_{ш.вых})$.

Еще одна употребительная величина — суммарное эквивалентное напряжение входных шумов $U_{ш.сум}$, равное выходному напряжению шумов $U_{ш.вых}$ (9.22), деленному на коэффициент усиления:

$$\boxed{U_{ш.сум} = \frac{U_{ш.вых}}{K} = \sqrt{4kTBR_г K_ш}.} \tag{9.26}$$

Это суммарное эквивалентное напряжение шумов на входе соответствует шуму такого источника, который один отображает все шумы в схеме. *Чтобы характеристика по шумам была оптимальной, $U_{ш.сум}$ необходимо свести к минимуму.* Минимизация $U_{ш.сум}$ эквивалентна максимизации отношения сигнал/шум в предположении, что напряжение сигнала остается постоянным. Этот вопрос обсуждается ниже — в разделе, посвященном оптимальному сопротивлению источника.

Эквивалентное напряжение входных шумов состоит из двух частей: напряжения тепловых шумов источника и напряжения шумов самого устройства.

Обозначив шумы устройства через $U_{ш.у}$, можно записать суммарное эквивалентное напряжение входных шумов в следующем виде:

$$U_{ш.сум}=\sqrt{U_t^2+U_{ш.у}^2}, \qquad (9.27)$$

где U_t — напряжение тепловых шумов сопротивления источника на холостом ходу. Разрешив (9.27) относительно $U_{ш.у}$, получим

$$U_{ш.у}=\sqrt{U_{ш.сум}^2-U_t^2}. \qquad (9.28)$$

Подстановка в это уравнение выражений (9.4) и (9.26) дает

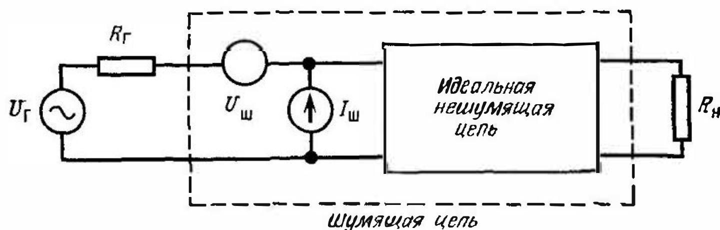
$$U_{ш.у}=\sqrt{4kTBR_г(K_ш-1)}. \qquad (9.29)$$

Модель с генераторами напряжения и тока шумов

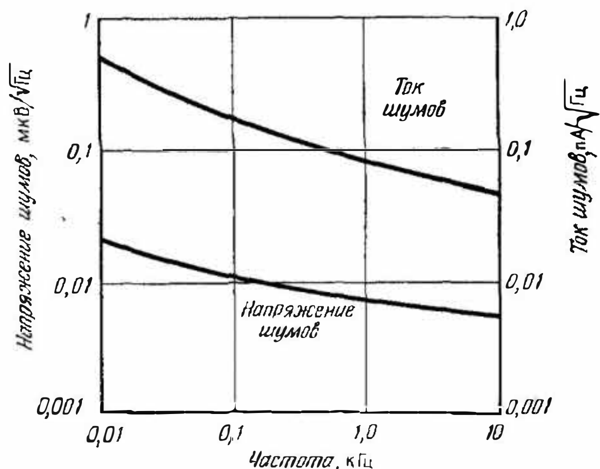
Более современный подход, в котором ограничения, накладываемые использованием понятия коэффициента шума, преодолены, заключается в создании модели шумов с генераторами эквивалентных напряжения и тока шумов. Реальное устройство можно представить в виде модели, состоящей из свободного от шумов устройства и двух генераторов шумов $U_ш$ и $I_ш$, включенных на входе цепи (фиг. 9.4)[1]; $U_ш$ отображает шумы устройства, имеющие место при $R_г=0$, а $I_ш$ — дополнительные шумы устройства, проявляющиеся при $R_г$, отличном от нуля. Эти два генератора шумов плюс коэффициент их взаимной корреляции (на фиг. 9.4 корреляция между $U_ш$ и $I_ш$ не отображена) полностью характеризуют устройство по шумам [13]. Хотя обычно $U_ш$ и $I_ш$ в некоторой степени взаимно коррелированы, однако коэффициент корреляции редко приводится изготовителем в спецификации. Кроме того, типичные допуски на значения $U_ш$ и $I_ш$ устройства настолько широ-

[1] Строго говоря, следует употреблять термин «эквивалентные генераторы напряжения и тока шумов, приведенных ко входу», однако для краткости (и следуя автору) будем использовать выражения типа «эквивалентные входные напряжение и ток шумов». — *Прим. ред.*

ки, что обычно они перекрывают влияние коэффициента корреляции. Поэтому на практике, как правило, коэффициент корреляции полагают равным нулю. Это предположение принято и в данной главе.



Фиг. 9.4. Модель шумящей цепи с включенными на входе источниками напряжения и тока шумов.



Фиг. 9.5. Типичные частотные характеристики $U_ш/\sqrt{B}$ и $I_ш/\sqrt{B}$.

На фиг. 9.5 показаны типичные кривые напряжения и тока шумов, откуда видно, что приводимые изготовителем данные обычно содержат график частотной зависимости $U_ш/\sqrt{B}$ и $I_ш/\sqrt{B}$. Напряжение или ток шумов в определенной полосе частот можно найти, проинтегрировав соответственно $(U_ш/\sqrt{B})^2$ или $(I_ш/\sqrt{B})^2$ по частоте и взяв затем квадратный корень из результата. В том случае, когда $U_ш/\sqrt{B}$ или $I_ш/\sqrt{B}$ в требуемой полосе частот постоянны, суммарное напряжение или ток шумов можно найти простым умножением $U_ш/\sqrt{B}$ или $I_ш/\sqrt{B}$ на квадратный корень из ширины полосы.

С использованием этих кривых (фиг. 9.5) и эквивалентной схемы (фиг. 9.4) нетрудно определить суммарное эквивалентное напряжение входных шумов, отношение сигнал/шум или коэффициент шума любой схемы. Это можно сделать при произвольно взятом сопротивлении источника (резистивном или реактивном) и для любого спектра частот. Однако устройство должно при этом работать при оговоренных в спецификациях условиях смещения или близких к ним. Довольно часто приводятся дополнительные кривые, показывающие, как варьируются значения напряжения или тока шумов при изменении условий смещения (рабочей точки). При наличии этих кривых шумовые характеристики устройства полностью определены для всех условий работы.

Представление данных по шумам в виде эквивалентных параметров $U_ш$ и $I_ш$ можно использовать для любого устройства. Спецификации на полевые транзисторы и ОУ даются обычно именно таким образом. Некоторые изготовители биполярных транзисторов также начали использовать параметры $U_ш$ и $I_ш$ вместо коэффициента шума.

Важным параметром устройства является суммарное эквивалентное напряжение входных шумов. Полагая, что корреляция между источниками шумов отсутствует, это напряжение, в котором учтено влияние $U_ш$, $I_ш$ и тепловых шумов источника, можно записать в виде

$$U_{ш.сум} = \sqrt{4kTBR_г + U_ш^2 + (I_ш R_г)^2}, \tag{9.30}$$

где $U_ш$ и $I_ш$ — напряжение и ток шумов во всей полосе частот. Для получения оптимальных характеристик по шумам суммарное напряжение шумов, представленное уравнением (9.30), следует минимизировать. Этот вопрос рассматривается ниже в разделе об оптимальном сопротивлении источника.

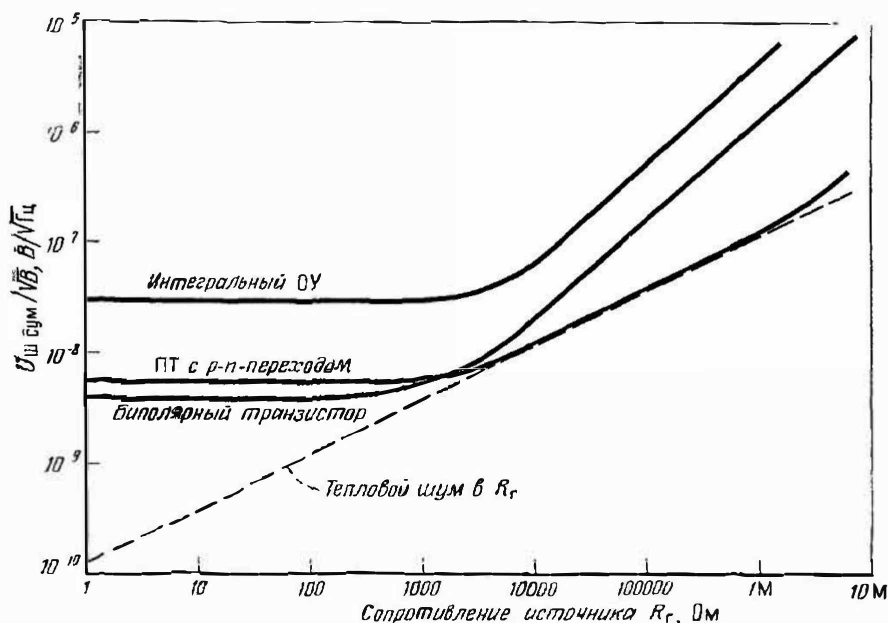
Суммарное эквивалентное входное напряжение на единичной полосе частот составит

$$\frac{U_{ш.сум}}{\sqrt{B}} = \sqrt{4kTR_г + \left(\frac{U_ш}{\sqrt{B}}\right)^2 + \left(\frac{I_ш R_г}{\sqrt{B}}\right)^2}. \tag{9.31}$$

Эквивалентное напряжение шумов на входе, обусловленное только шумами устройства, можно вычислить, вычтя из уравнения (9.30) компоненту тепловых шумов, т. е.

$$U_{ш.у} = \sqrt{U_ш^2 + (I_ш R_г)^2}. \tag{9.32}$$

На фиг. 9.6 представлен график суммарного эквивалентного напряжения входных шумов, отнесенного к корню квадратному из ширины полосы, для типичных биполярного и полевого (ПТ) транзисторов и ОУ. Здесь же показана кривая напряжения тепловых шумов, генерируемых сопротивлением источника. Кривая теп-



Фиг 9 6 Типичные кривые суммарного эквивалентного напряжения входных шумов, отнесенного к корню квадратному из ширины полосы, для приборов трех типов

ловых шумов представляет собой нижний предел суммарного входного напряжения шумов. Из фиг. 9.6 видно, что при сопротивлении источника 10—1000 кОм ПТ дает суммарное напряжение шумов, которое лишь ненамного больше напряжения тепловых шумов сопротивления источника. С точки зрения шумов такой ПТ при указанном значении сопротивления источника приближается к идеальному устройству. При низком (до 1 кОм) сопротивлении источника, однако, уровень шумов биполярного транзистора обычно ниже, чем у ПТ. В большинстве случаев уровень шумов ОУ намного превышает уровень шумов любых других устройств. Причины этого будут рассмотрены в разделе, относящемся к шумам ОУ.

Измерение $U_ш$ и $I_ш$

Измерить параметры $U_ш$ и $I_ш$ довольно просто. Метод такого измерения легче всего описать, используя схему, представленную на фиг. 9.4, и принимая во внимание, что в соответствии с урав-

нением (9.30) суммарное эквивалентное напряжение входных шумов будет равно

$$U_{ш.сум}=\sqrt{4kTBR_г+U_ш^2+(I_шR_г)^2}. \qquad (9.33)$$

Чтобы определить $U_ш$, сопротивление источника делают равным нулю, в результате чего два члена уравнения (9.33) становятся равными нулю, и измеряют выходное напряжение шумов $U_{ш\ вых}$. Если коэффициент усиления схемы по напряжению равен K, то при $R_г=0$

$$U_{ш.вых}=KU_{ш.сум}=KU_ш. \qquad (9.34)$$

При этом эквивалентное напряжение шумов на входе равно

$$U_ш=\frac{U_{ш.вых}}{K} \qquad (9.35)$$

Для определения $I_ш$ производят второе измерение при очень большом сопротивлении источника. Это сопротивление должно быть достаточно велико, чтобы первыми двумя членами уравнения (9.33) можно было пренебречь. Данное условие выполняется, если измеренное выходное напряжение шумов удовлетворяет условию

$$U_{ш.вых}\gg K\sqrt{4kTBR_г+U_ш^2}.$$

Тогда эквивалентный входной ток шумов (при больших значениях $R_г$) будет равен

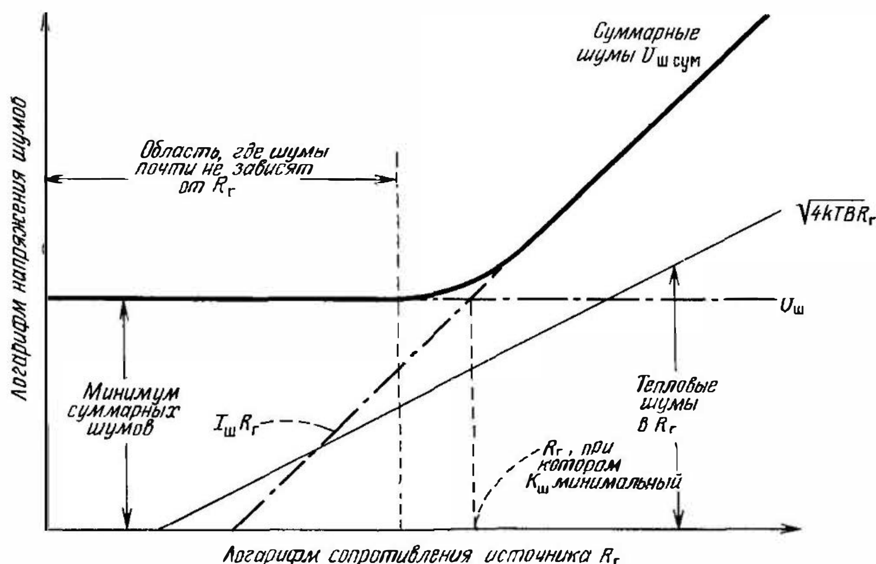
$$I_ш=\frac{U_{ш.вых}}{KR_г}. \qquad (9.36)$$

Вычисление коэффициента шума и отношения сигнал/шум по $U_ш$ и $I_ш$

Зная эквивалентные входные напряжение $U_ш$ и ток $I_ш$ шумов, а также сопротивление источника $R_г$, можно вычислить коэффициент шума, обратившись к схеме на фиг. 9.4. Вывод соответствующего выражения предлагается в качестве задачи в приложении 4, мы же воспользуемся конечным результатом, который имеет следующий вид:

$$K_ш=1+\frac{1}{4kTB}\left(\frac{U_ш^2}{R_г}+I_ш^2R_г\right), \qquad (9.37)$$

где $U_ш$ и $I_ш$ — эквивалентные входные напряжение и ток шумов в интересующей нас полосе частот B.



Фиг. 9.7. Суммарное эквивалентное напряжение входных шумов $U_{ш.сум}$ типичного устройства.

Это напряжение, как следует из (9.30), имеет три составляющие: тепловой шум, $U_ш$ и $I_ш R_г$. Для получения максимального отношения сигнал/шум следует принять $R_г=0$.

Значение $R_г$, при котором коэффициент шума будет минимальным, можно определить, продифференцировав уравнение (9.37) по $R_г$. Тогда получим

$$R_{г.опт}=\frac{U_ш}{I_ш}. \tag{9.38}$$

Подставив значение $R_{г.пт}$ из (9.38) в (9.37), определим минимальный коэффициент шума:

$$K_{ш.мин}=1+\frac{U_ш I_ш}{2kTB}. \tag{9.39}$$

По схеме на фиг. 9.4 можно вычислить также отношение сигнал/шум по выходной мощности. Вывод также оставлен для самостоятельного упражнения (приложение 4), а результат имеет вид

$$(С/Ш)_{вых}=\frac{U_г^2}{U_ш^2+(I_ш R_г)^2+4kTBR_г}, \tag{9.40}$$

где $U_г$ — напряжение входного сигнала.

При постоянном $U_г$ отношение сигнал/шум максимально при $R_г=0$:

$$(С/Ш)_{вых.макс}=\left(\frac{U_г}{U_ш}\right)^2. \tag{9.41}$$

Следует отметить, что при неизменном $U_г$ и изменяющемся $R_г$ коэффициент шума принимает минимальное значение при $R_г = U_ш/I_ш$, а максимальное отношение сигнал/шум наблюдается при $R_г = 0$. Таким образом, минимальное значение коэффициента шума не обязательно соответствует максимальному отношению сигнал/шум или минимальным шумам. Легче всего это понять, обратившись к фиг. 9.7, на которой представлен график суммарного эквивалентного напряжения входных шумов $U_{ш.сум}$ типичного устройства. При $R_г = U_ш/I_ш$ отношение шумов устройства к тепловым шумам равно минимуму. Однако и те и другие шумы минимальны при $R_г = 0$. Хотя математически минимум эквивалентного напряжения входных шумов (и максимум отношения сигнал/шум) наблюдается при $R_г = 0$, реально существует некоторый диапазон значений $R_г$, в котором, как показано на фиг. 9.7, это отношение почти не меняется. В этом диапазоне преобладающим источником шумов является $U_ш$ устройства. При бóльших значениях сопротивления источника доминирующим является источник шумов $I_ш$.

Оптимальное сопротивление источника

Поскольку максимум отношения сигнал/шум наблюдается при $R_г = 0$, а минимальное значение коэффициента шума — при $R_г = U_ш/I_ш$, возникает вопрос, чему равно оптимальное сопротивление источника, при котором достигаются наилучшие характеристики по шумам. Требование нулевого сопротивления источника не подходит для практики, поскольку все реальные источники обладают конечным выходным сопротивлением. Однако, как было показано на фиг. 9.7, до тех пор, пока $R_г$ малó, существует диапазон значений, в котором суммарное напряжение шумов почти не изменяется.

На практике разработчик схем не всегда может регулировать сопротивление источника. По той или иной причине может использоваться источник с фиксированным сопротивлением. При этом возникает вопрос, нужно ли преобразовывать сопротивление этого источника в значение, при котором коэффициент шума минимален Ответ на этот вопрос зависит от того, каким образом выполняется это требование.

Если сопротивление имеющегося источника меньше, чем $R_г = U_ш/I_ш$, то для повышения этого сопротивления не следует последовательно с источником включать резистор. Это может привести к трем нежелательным последствиям:

1) увеличению тепловых шумов за счет большого сопротивления источника (это увеличение пропорционально $\sqrt{R}$);

2) увеличению шумов от тока, вызываемого генератором тока входных шумов, который протекает через большее сопротивление (это увеличение пропорционально R);

3) уменьшению величины сигнала, поступающего на вход усилителя.

Характеристику по шумам можно улучшить, используя для увеличения действующего значения $R_г$ до величины, близкой к $R_г = U_ш/I_ш$, трансформатор, что одновременно увеличит напряжение сигнала за счет коэффициента трансформации. При этом, однако, во столько же раз усилится и тепловой шум от сопротивления источника. Тем не менее применение трансформатора увеличивает отношение сигнал/шум.

Если сопротивление имеющегося источника превышает то, которое необходимо для минимизации коэффициента шумов, характеристики по шумам можно улучшить за счет преобразования более высокого значения $R_г$ в значение, близкое к $R_г = U_ш/I_ш$. Шумы при этом, однако, будут больше, чем в случае источника с сопротивлением, меньшим требуемого.

Для получения оптимальных характеристик по шумам следует брать источник с возможно более низким сопротивлением. Когда это условие выполнено, характеристики по шумам можно дополнительно улучшить за счет трансформаторной связи этого источника с остальной схемой, приводя сопротивление к $R_г = U_ш/I_ш$.

Почему становится возможным улучшение отношения сигнал/шум при использовании трансформатора, легче всего понять, переписав (9.3) в следующем виде:

$$(С/Ш)_{вых} = \frac{1}{K_ш}(С/Ш)_{вх}. \tag{9.42}$$

В предположении, что сопротивление источника фиксировано, добавление идеального трансформатора с любым коэффициентом трансформации не изменяет отношения сигнал/шум на входе. При фиксированном отношении сигнал/шум на входе выходное отношение сигнал/шум будет максимальным, когда коэффициент шума $K_ш$ минимален. Последнее выполняется, когда выходное сопротивление источника, приведенное ко входу устройства, имеет действующее значение $R_г = U_ш/I_ш$. Таким образом, трансформаторная связь с сопротивлением реального источника минимизирует $K_ш$ и максимизирует отношение сигнал/шум на выходе. Если значение сопротивления источника не фиксировано, выбор $R_г$ для минимизации $K_ш$ не обязательно приводит к оптимальным шумовым характеристикам. Однако для данного сопротивления источника $R_г$ меньше всего шум у той схемы, у которой коэффициент $K_ш$ наименьший.

При использовании трансформаторной связи следует учитывать влияние тепловых шумов в обмотках трансформатора. Это можно сделать, добавив к сопротивлению источника сопротивление первичной обмотки трансформатора и сопротивление вторич-

ной обмотки, поделенное на коэффициент трансформации во второй степени (коэффициент трансформации определяется как отношение числа витков вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки). Несмотря на этот дополнительный шум, вносимый трансформатором, отношение сигнал/шум обычно увеличивается в достаточной мере, чтобы оправдать применение трансформатора, если сопротивление реального источника более чем на порядок отличается от оптимального.

Еще один источник шумов, который нужно рассматривать при использовании трансформатора,— это чувствительность трансформаторов к наводкам от магнитных полей. Часто бывает необходимо для уменьшения этих наводок до приемлемого уровня экранировать трансформатор.

Улучшение отношения сигнал/шум, получаемое за счет трансформаторной связи, можно выразить через коэффициент улучшения отношения сигнал/шум $K_{\text{ул. с/ш}}$, определяемый следующим образом:

$$K_{\text{ул. с/ш}} = \frac{\text{(С/Ш) с трансформатором}}{\text{(С/Ш) без трансформатора}}. \tag{9.43}$$

Коэффициент улучшения отношения сигнал/шум можно выразить также в более удобной форме:

$$K_{\text{ул. с/ш}} = \frac{(K_{\text{ш}})\ \text{без трансформатора}}{(K_{\text{ш}})\ \text{с трансформатором}}. \tag{9.44}$$

Коэффициент шума многокаскадных схем

При проектировании элементов системы с оптимальными шумовыми характеристиками следует использовать отношение сигнал/шум и суммарное эквивалентное напряжение шумов, приведенных ко входу. При этом, если состав компонентов системы уже выбран, обычно предпочитают выразить шумовые характеристики отдельных компонентов в виде коэффициента шума. Коэффициенты шума различных компонентов можно затем комбинировать, как показано ниже.

Фриис [3] показал, что суммарный коэффициент шума последовательно соединенных цепей (фиг. 9.8) определяется следующим выражением:

$$K_{\text{ш}} = K_{\text{ш}1} + \frac{K_{\text{ш}2} - 1}{K_{P1}} + \frac{K_{\text{ш}3} - 1}{K_{P1}K_{P2}} + \ldots + \frac{K_{\text{ш}m} - 1}{K_{P1}K_{P2}\ldots K_{P(m-1)}}, \tag{9.45}$$

где $K_{\text{ш}i}$ и K_{Pi} — коэффициенты шума и усиления по мощности[1])

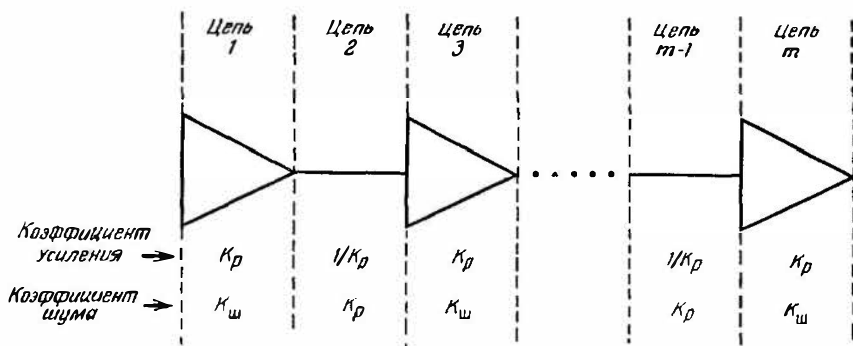
[1]) $K_P = K_u^2 R_{\text{г}}/R_{\text{вых}}$, где K_u — коэффициент усиления по напряжению на холостом ходу (выходное напряжение ненагруженной схемы, деленное на напряжение источника), $R_{\text{г}}$ — сопротивление источника, а $R_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление схемы

первого каскада, $K_{ш2}$ и K_{P2} — те же коэффициенты для второго каскада и т. д.

Из уравнения (9.45) следует, что *при достаточно большом коэффициенте усиления первого каскада системы суммарный коэф-*



Фиг. 9.8. Каскадное (последовательное) включение цепей (схем).



Фиг. 9.9. Усилители, равномерно распределенные вдоль линии связи.

фициент шума определяется в основном коэффициентом шума первого каскада.

Пример 9.1. На фиг. 9.9 показан ряд идентичных усилителей, нагруженных последовательно друг на друга в линии передачи. Каждый усилитель имеет коэффициент усиления по мощности K_P, и все они разнесены друг от друга на такое расстояние, что потери в отрезке кабеля, соединяющего каждую пару усилителей, также составляют K_P. Конфигурация такого вида может использоваться в магистральной телефонной сети или в системе последовательного распределения телевизионных сигналов. Все усилители имеют коэффициент усиления по мощности K_P и коэффициент шума $K_ш$. Кабельные секции имеют коэффициент усиления $1/K_P$ и

коэффициент шума K_P[1]. При этом уравнение (9.45) принимает следующий вид:

$$K_{ш.сум}=K_ш+\frac{K_P-1}{K_P}+\frac{K_ш-1}{1}+\frac{K_P-1}{K_P}+ \\ +\frac{K_ш-1}{1}+\ldots+\frac{K_ш-1}{1}, \quad (9.46)$$

$$K_{ш.сум}=K_ш+1-\frac{1}{K_P}+K_ш-1+1-\frac{1}{K_P}+K_ш-1+\ldots+K_ш-1. \quad (9.47)$$

Для n усилителей и $n-1$ кабельных секций

$$K_{ш.сум}=nK_ш-\frac{n-1}{K_P}. \quad (9.48)$$

Если $K_ш K_P \gg 1$, то

$$K_{ш.сум}\approx nK_ш. \quad (9.49)$$

Общий шум-фактор равен

$$F_{ш.сум}=10\lg K_ш+10\lg n. \quad (9.50)$$

Таким образом, общий шум-фактор равен сумме шум-фактора первого усилителя и удесятиренного логарифма числа каскадов. Это правило можно сформулировать и по-другому: каждый раз при удвоении числа каскадов шум-фактор увеличивается на 3 дБ. Это ограничивает сверху возможное число последовательно включаемых усилителей.

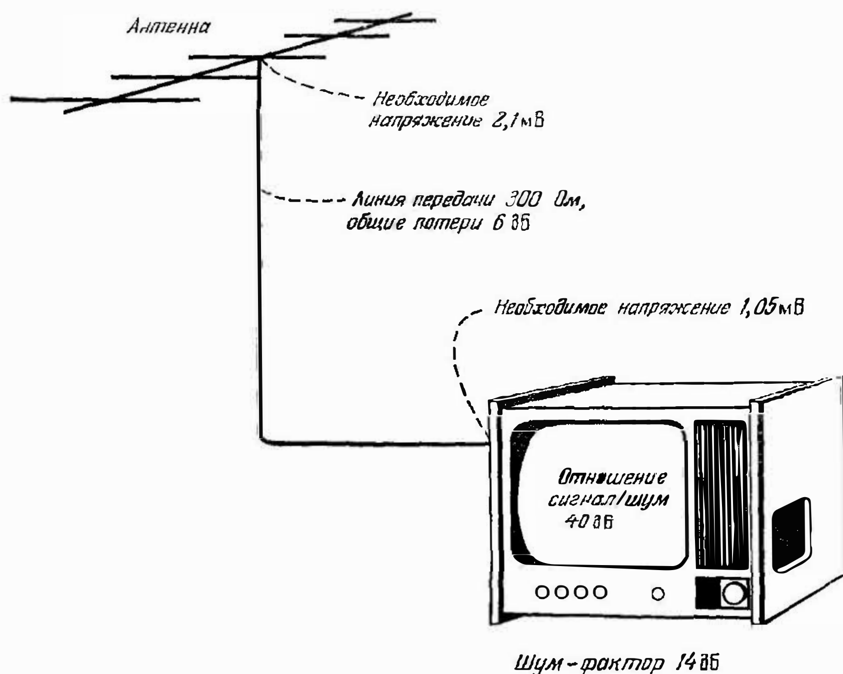
Пример 9.2. На фиг. 9.10 показан телевизионный приемник с антенной, подключенной к нему через отрезок согласованной 300-омной линии передачи. Если эта линия вносит затухание 6 дБ, а телевизионный приемник имеет шум-фактор 14 дБ, то какой сигнал необходим на зажимах подключения антенны, чтобы на входе приемника отношение сигнал/шум составляло 40 дБ? Чтобы решить эту задачу, преобразуем все источники шумов в системе в эквивалентные напряжения шумов, приведенные к одной точке, в данном случае — к входу телевизионного приемника. Затем эти напряжения шумов можно сложить и вычислить уровень сигнала, необходимый для получения требуемого отношения сигнал/шум.

Тепловой шум, создаваемый на входе телевизионного приемника входным сопротивлением 300 Ом в полосе 4 МГц, равен —53,5 дБмВ (2,1 мкВ)[2]. Поскольку приемник добавляет к вход-

---

[1] Это можно показать, применив основное определение коэффициента шума [уравнение (9.1)] к кабельной секции. Кабель при этом рассматривается как согласованная линия передачи, работающая на собственное характеристическое сопротивление.

[2] Напряжение собственных шумов резистора 300 Ом в полосе 4 МГц равно 4,2 мкВ. Когда же этот источник подключен к нагрузке 300 Ом, он передает в эту нагрузку половину своего напряжения, т. е. 2,1 мкВ.



Фиг. 9.10. Телевизионный приемник с подключенной к нему антенной.

ным тепловым шумам шумы 14 дБ, суммарный уровень входных шумов составляет —39,5 дБмВ (напряжение тепловых шумов в децибелах плюс шум-фактор). Так как требуется получить отношение сигнал/шум, равное 40 дБ, напряжение сигнала на входе усилителя должно составлять +0,5 дБмВ (общий шум на входе в децибелах плюс отношение сигнал/шум в децибелах). Линия передачи вносит потери 6 дБ, так что напряжение сигнала на зажимах антенны должно быть равно +6,5 дБмВ, или 2,1 мВ. Чтобы все составляющие величины можно было непосредственно складывать, как в данном примере, необходимо отнести их к одному и тому же уровню сопротивления, в данном случае — к сопротивлению 300 Ом.

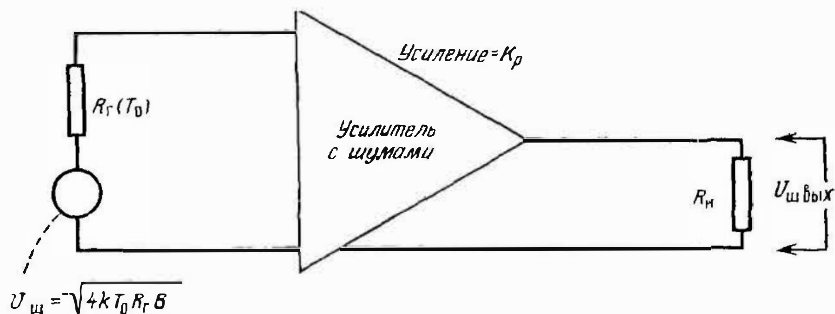
Температура шумов

Еще один способ описания шумовых характеристик схемы или устройства основан на понятии «эквивалентная температура входных шумов» $T_{экв}$.

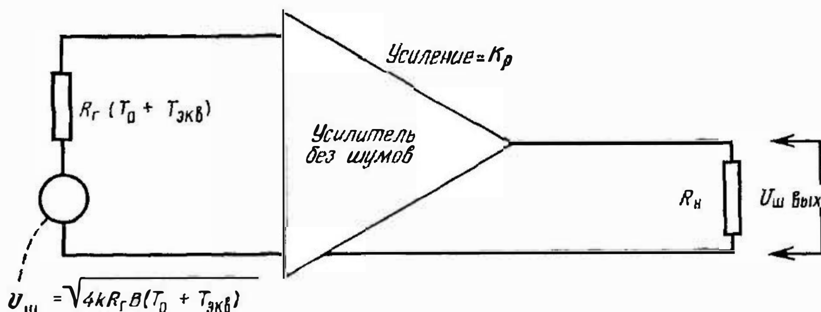
Эквивалентную температуру входных шумов схемы можно определить как приращение температуры сопротивления источника,

необходимое для получения наблюдаемой на выходе схемы мощности шумов. Типовая опорная температура T_0 для измерения шумов равна 290 К.

На фиг. 9.11 показан шумящий усилитель с источником, имеющим сопротивление $R_г$ при температуре T_0. Суммарное напряжение шумов, измеренное на выходе, равно $U_{ш.вых}$. На фиг. 9.12



Фиг. 9.11. Усилитель с шумами. Опорная температура сопротивления источника T_0 = 290 К.



Фиг. 9.12. Эквивалентная схема усилителя (фиг. 9.11), соответствующая способу определения уровня его шумов через температуру сопротивления источника.

представлен идеальный, не создающий шумов усилитель с таким же коэффициентом усиления, как и усилитель на фиг. 9.11; кроме того, здесь показан источник с сопротивлением $R_г$. Температура сопротивления источника увеличилась в данном случае на $T_{экв}$, так что общий шум $U_{ш.вых}$, измеренный на выходе, тот же, что и на фиг. 9.11. При этом $T_{экв}$ — эквивалентная температура шумов усилителя.

Эквивалентная температура входных шумов связана с коэффициентом шумов зависимостью

$$T_{экв} = 290\,(K_ш - 1) \tag{9.51}$$

и с шум-фактором — зависимостью

$$T_{\text{экв}}=290\,(10^{F_{\text{ш}}/10}-1). \qquad (9.52)$$

Связь температуры шумов с эквивалентным напряжением $U_{\text{ш}}$ и током $I_{\text{ш}}$ входных шумов имеет вид

$$T_{\text{экв}}=\frac{U_{\text{ш}}^2+(I_{\text{ш}}R_{\text{г}})^2}{4kBR_{\text{г}}}. \qquad (9.53)$$

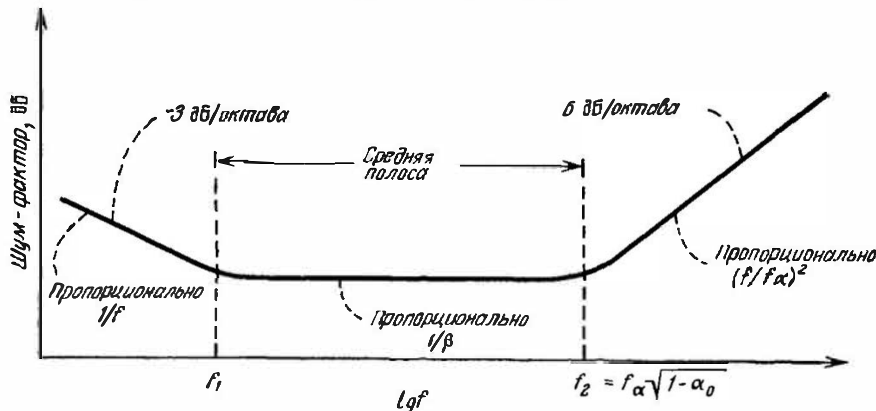
Можно показать, что эквивалентная температура входных шумов ряда последовательно включенных усилителей равна

$$T_{\text{экв.сум}}=T_{\text{экв}1}+\frac{T_{\text{экв}2}}{K_{P1}}+\frac{T_{\text{экв}3}}{K_{P1}K_{P2}}+\ldots, \qquad (9.54)$$

где $T_{\text{экв}1}$ и K_{P1} — эквивалентная температура входных шумов и коэффициент усиления по мощности первого каскада, $T_{\text{экв}2}$ и K_{P2} — те же параметры второго каскада и т. д.

Шумы биполярных транзисторов

На фиг. 9.13 показана частотная характеристика шум-фактора типичного биполярного транзистора. Из графика видно, что шум-фактор в некотором диапазоне средних частот — величина



Фиг. 9.13. Частотная характеристика шум-фактора биполярного транзистора.

постоянная и что он возрастает слева и справа за пределами этого диапазона. Увеличение шум-фактора на низкой частоте вызвано шумами вида $1/f$, или контактными шумами (см. гл. 8). Шум вида $1/f$ и частота f_1 возрастают с увеличением коллекторного тока.

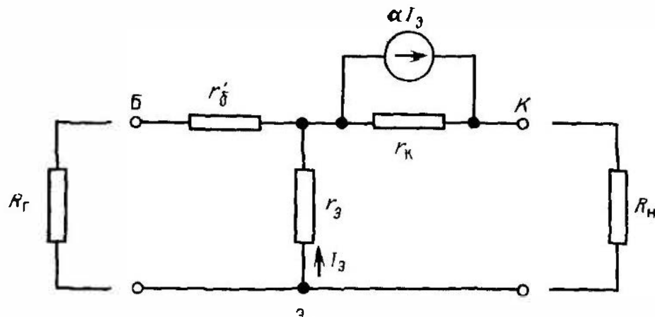
Выше частоты f_1 шумы транзистора представляют собой белый шум, состоящий из тепловых шумов сопротивления базы и дро-

бовых шумов в эмиттерном и коллекторном переходах. Величину белого шума можно минимизировать, подбирая транзисторы с малым сопротивлением базы, большим усилением по току и высокой частотой среза f_α. Увеличение шум-фактора на частотах выше f_2 вызывается: 1) уменьшением коэффициента усиления транзистора на этих частотах и 2) шумами выходного (коллекторного) перехода транзистора, на которые не влияет коэффициент усиления транзистора.

У типичного низкочастотного транзистора частота f_1, ниже которой шумы начинают возрастать, может иметь значение, находящееся в диапазоне 1—50 кГц. Частота f_2, выше которой шумы также увеличиваются, обычно составляет величину более 10 МГц. У транзисторов, предназначенных для работы в диапазоне радиочастот, f_2 может намного превышать указанное значение.

Коэффициент шума транзистора

Теоретическое выражение для коэффициента шума биполярного транзистора можно вывести, взяв за основу Т-образную эквивалентную схему транзистора, представленную на фиг. 9.14,



Фиг. 9.14. Эквивалентная Т-образная схема транзистора.

в которой ток утечки $I_{кб0}$ не учитывается. Если пренебречь также $r_к$ ($r_к \gg R_н$) и добавить четыре генератора шумов (тепловых шумов сопротивления базы, дробовых шумов эмиттерного диода, дробовых шумов коллектора и тепловых шумов сопротивления источника), то данную схему можно преобразовать в эквивалентную схему, показанную на фиг. 9.15.

Коэффициент шума можно получить из схемы фиг. 9.15 и следующих соотношений:

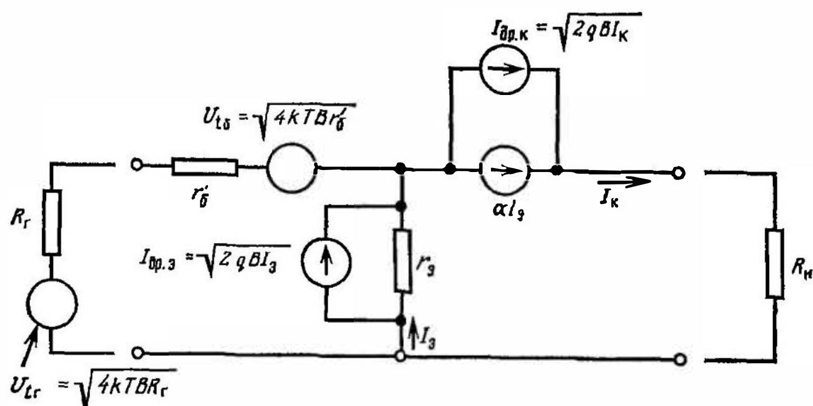
$$I_к = \alpha_0 I_э, \tag{9.55}$$

$$r_э = \frac{kT}{qI_э} \approx \frac{26}{I_э\ (\text{мА})}\ (\text{Ом}) \tag{9.56}$$

и

$$|\alpha|=\frac{|\alpha_0|}{\sqrt{1+(f/f_\alpha)^2}},\qquad(9.57)$$

где α_0 — коэффициент усиления по постоянному току транзистора при включении его с общей базой, k — постоянная Больцмана, q — заряд электрона, f_α — частота среза транзистора по α, а f —



Фиг. 9.15. Эквивалентная схема транзистора с источниками шумов.

частота сигнала. Используя данную эквивалентную схему, Ниельсен [10] показал, что коэффициент шума транзистора равен

$$K_ш=1+\frac{r'_б}{R_г}+\frac{r_э}{2R_г}+\frac{(r_э+r'_б+R_г)^2}{2r_эR_г\beta_0}\left[1+\left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2(1+\beta_0)\right],\qquad(9.58)$$

где β_0 — коэффициент усиления по постоянному току транзистора, включенного с общим эмиттером, который связан с α_0 следующим соотношением:

$$\beta_0=\frac{\alpha_0}{1-\alpha_0}.\qquad(9.59)$$

Выражение (9.58) не учитывает влияния $1/f$-шумов и справедливо для всех частот выше f_1 (фиг. 9.13). Шумы вида $1/f$ можно представить как дополнительный источник шума, включенного в коллекторной цепи параллельно генератору $\alpha I_э$.

Второй член правой части уравнения (9.58) представляет собой тепловые шумы в базе, третий — дробовые шумы в эмиттере, а четвертый — дробовые шумы в коллекторе. Это уравнение при-

менимо к обоим видам включения транзистора: с общим эмиттером и общей базой.

Значение сопротивления источника $R_{г.опт}$, при котором коэффициент шума будет минимальным, можно определить, продифференцировав уравнение (9.58) по $R_г$ и приравняв результат к нулю. Это сопротивление определяется следующей формулой:

$$R_{г.опт} = \left[(r'_б + r_э)^2 + \frac{(2r'_б + r_э)\beta_0 r_э}{1 + (f/f_\alpha)^2 (1 + \beta_0)}\right]^{1/2}. \qquad (9.60)$$

Для большинства биполярных транзисторов значение сопротивления источника, дающее минимальное значение коэффициента шума, близко к значению, обеспечивающему максимум усиления по мощности. В подавляющем большинстве схем транзисторы работают на частоте, значительно меньшей f_α. При этих условиях ($f \ll f_\alpha$) и в предположении, что $\beta_0 \gg 1$, уравнение (9.60) упрощается:

$$R_{г.опт} = \sqrt{(2r'_б + r_э)\beta_0 r_э}. \qquad (9.61)$$

Если, кроме того, пренебречь сопротивлением базы $r'_б$ (что допустимо не во всех случаях)[1], уравнение (9.61) будет иметь следующий вид:

$$R_{г.опт} \approx r_э \sqrt{\beta_0}. \qquad (9.62)$$

Это уравнение удобно для быстрой оценки величины сопротивления источника, при котором коэффициент шума минимальный. Уравнение (9.62) показывает, что чем больше коэффициент усиления по току транзистора β_0, тем больше значения $R_{г.опт}$.

$U_ш$ и $I_ш$ для транзистора

Для того чтобы определить параметры модели с эквивалентными входными напряжением и током шумов, мы должны вначале определить суммарное эквивалентное напряжение шумов $U_{ш.сум}$. Подставив уравнение (9.58) в выражение (9.26) и возведя результат в квадрат, получим

$$U^2_{ш.сум} = 2kTB(r_э + 2r'_б + 2R_г) + \\ + \frac{2kTB(r_э + r'_б + R_г)^2}{r_э\beta_0}\left[1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2 (1 + \beta_0)\right]. \qquad (9.63)$$

---

[1] Здесь $r'_б = r_б/(\beta+1)$, где $r_б$ — объемное сопротивление базы. Так как обычно $r_б < 100$ Ом, то последующее приведение уравнения (9.61) к виду (9.62) вполне правомочно. — *Прим. ред.*

Квадрат эквивалентного напряжения входных шумов $U_ш^2$ найдем, положив в уравнении (9.63) $R_г=0$ [см. уравнения (9.34) и (9.35)]:

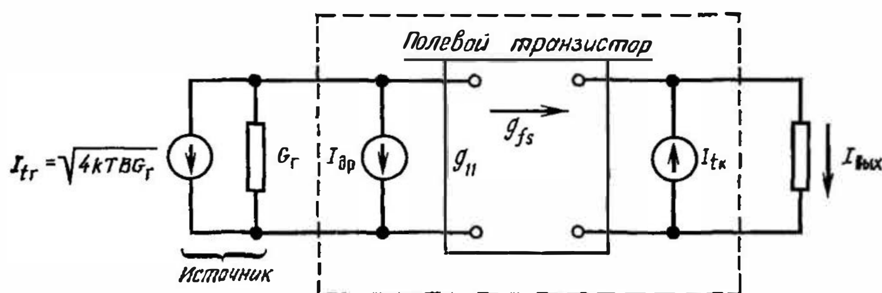
$$U_ш^2=2kTB(r_э+2r'_б)+\frac{2kTB(r_э+r'_б)^2}{r_э\beta_0}\left[1+\left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2(1+\beta_0)\right]. \quad (9.64)$$

Чтобы определить $I_ш^2$, следует почленно разделить (9.63) на $R_г^2$, а затем найти предел полученного выражения при $R_г$, стремящемся к бесконечности [см. уравнения (9.34) и (9.36)]. Тогда

$$I_ш^2=\frac{2kTB}{r_э\beta_0}\left[1+\left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2(1+\beta_0)\right]. \quad (9.65)$$

Шумы полевых транзисторов с *p—n*-переходом

Существуют три важных механизма возникновения шумов в ПТ с *p—n*-переходом: дробовые шумы, возникающие в обратно смещенном затворе; тепловые шумы, генерируемые в канале меж-



Фиг. 9.16. Эквивалентная схема источников шумов полевого транзистора с *p—n*-переходом.

g_{11} — входная проводимость; g_{fs} — крутизна прямой передачи (А/В); $G_г$ — проводимость источника.

ду истоком и стоком; $1/f$-шумы, создаваемые областью пространственного заряда между затвором и каналом.

На фиг. 9.16 приведена эквивалентная схема шумов в ПТ с *p—n*-переходом. Генератор шумов $I_{др}$ отображает дробовые шумы в цепи затвора, а генератор $I_{tк}$ — тепловые шумы в канале; $I_{tг}$ — тепловые шумы полной проводимости $G_г$ источника. Полевой транзистор имеет входную проводимость g_{11} и крутизну прямой передачи g_{fs}.

Коэффициент шума полевого транзистора

Предположив, что корреляция между $I_{\text{др}}$ и $I_{t\text{к}}$[1] в схеме на фиг. 9.16 отсутствует, можно выразить общий ток шумов на выходе таким образом:

$$I_{\text{ш.вых}}=\left[\frac{4kTBG_{\text{г}}g_{fs}^2}{(G_{\text{г}}+g_{11})^2}+\frac{I_{\text{др}}^2 g_{fs}^2}{(G_{\text{г}}+g_{11})^2}+I_{t\text{к}}^2\right]^{1/2}. \tag{9.66}$$

Ток шумов на выходе, вызываемый только источником тепловых шумов, равен

$$I_{\text{ш.вых}}\ (\text{от источника})=\frac{\sqrt{4kTBG_{\text{г}}}}{G_{\text{г}}+g_{11}}\,g_{fs}. \tag{9.67}$$

Коэффициент шума $K_{\text{ш}}$ равен отношению квадратов величин, получаемых из уравнений (9.66) и (9.67), или

$$K_{\text{ш}}=1+\frac{I_{\text{др}}^2}{4kTBG_{\text{г}}}+\frac{I_{t\text{к}}^2}{4kTBG_{\text{г}}g_{fs}^2}(G_{\text{г}}+g_{11})^2. \tag{9.68}$$

Входной ток дробовых шумов равен

$$I_{\text{др}}=\sqrt{2qI_{\text{ут.зи}}B}, \tag{9.69}$$

где $I_{\text{ут.зи}}$ — ток утечки затвора. Тепловой шум канала равен

$$I_{t\text{к}}=\sqrt{4kTBg_{fs}}. \tag{9.70}$$

Подставив (9.69) и (9.70) в выражение (9.68) и учитывая, что

$$\frac{2q}{4kT}I_{\text{ут.зи}}=g_{11}, \tag{9.71}$$

получим для коэффициента шумов следующее выражение:

$$K_{\text{ш}}=1+\frac{g_{11}}{G_{\text{г}}}+\frac{1}{G_{\text{г}}g_{fs}}(G_{\text{г}}+g_{11})^2. \tag{9.72}$$

Заменив проводимости на сопротивления, найдем

$$K_{\text{ш}}=1+\frac{R_{\text{г}}}{r_{11}}+\frac{R_{\text{г}}}{g_{fs}}\left(\frac{1}{R_{\text{г}}}+\frac{1}{r_{11}}\right)^2. \tag{9.73}$$

В уравнениях (9.72) и (9.73) не учтено влияние $1/f$-шумов. Второй член в правой части этих уравнений — вклад дробовых шумов перехода затвора, третий член — вклад тепловых шумов канала.

---

[1] На высоких частотах имеет место некоторая корреляция генераторами $I_{\text{др}}$ и $I_{t\text{к}}$, однако на практике ею обычно пренебрегают.

Для работы с малыми шумами ПТ должен иметь большое усиление (высокое g_{fs}) и высокое входное сопротивление r_{11} (малую утечку затвора).

Обычно на низких частотах сопротивление источника $R_г$ много меньше сопротивления утечки затвора r_{11}. При этих условиях (9.73) упрощается:

$$K_{ш} \approx 1 + \frac{1}{g_{fs} R_{г}} \qquad (9.74)$$

Полевые транзисторы с изолированным затвором (МОП-транзисторы) не имеют p—n-перехода затвора, а следовательно, и дробовых шумов, так что для них справедливо уравнение (9.74). Однако шумы вида $1/f$ у МОП-транзисторов часто намного больше, чем у ПТ с p—n-переходом.

$U_{ш}$ и $I_{ш}$ полевого транзистора

Суммарное эквивалентное напряжение шумов на входе можно получить, подставив уравнение (9.73) в выражение (9.26), что в результате дает

$$U^2_{ш.сум} = 4kTBR_г\left[1 + \frac{R_г}{r_{11}} + \frac{R_г}{g_{fs}}\left(\frac{1}{R_г} + \frac{1}{r_{11}}\right)^2\right]. \qquad (9.75)$$

Положив в уравнении (9.75) $R_г = 0$, получим квадрат эквивалентного напряжения шумов на входе [см. уравнения (9.34) и (9.35)]:

$$U^2_{ш} = \frac{4kTB}{g_{fs}}. \qquad (9.76)$$

Чтобы определить $I^2_{ш}$, необходимо разделить (9.75) на $R^2_г$ и вычислить предел при $R_г$, стремящемся к бесконечности [см. уравнения (9.34) и (9.36)]:

$$I^2_{ш} = \frac{4kTB\,(1 + g_{fs} r_{11})}{g_{fs} r^2_{11}}. \qquad (9.77)$$

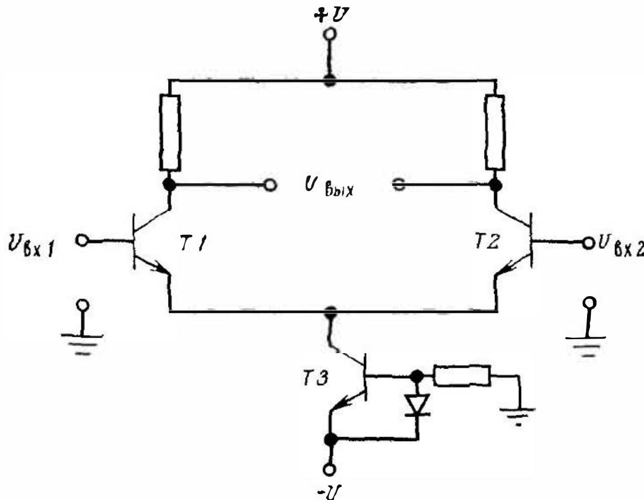
Для случая, когда $g_{fs} r_{11} \gg 1$, уравнение (9.77) примет следующий вид:

$$I^2_{ш} \approx \frac{4kTB}{r_{11}}. \qquad (9.78)$$

Шумы в интегральных операционных усилителях

При определении шумовых характеристик операционного усилителя основное внимание следует уделять его входному каскаду. В большинстве монолитных ОУ на входе используется дифференциальная схема на двух, а иногда на четырех транзисторах. На

фиг. 9.17 показана упрощенная принципиальная схема двухтранзисторной входной цепи, применяемой в операционном усилителе. Наличие двух входных транзисторов увеличивает напряжение шумов по сравнению с однотранзисторным входным каскадом приблизительно в $\sqrt{2}$ раз. Кроме того, некоторые монолитные тран-



Фиг. 9.17. Типичная схема входной цепи интегрального ОУ.

Транзистор *T3* работает как источник неизменного тока, обеспечивая смещение входных транзисторов *T1* и *T2* по постоянному току.

зисторы имеют меньшие, чем у дискретных транзисторов, коэффициенты усиления по току β, что также увеличивает шумы[1)].

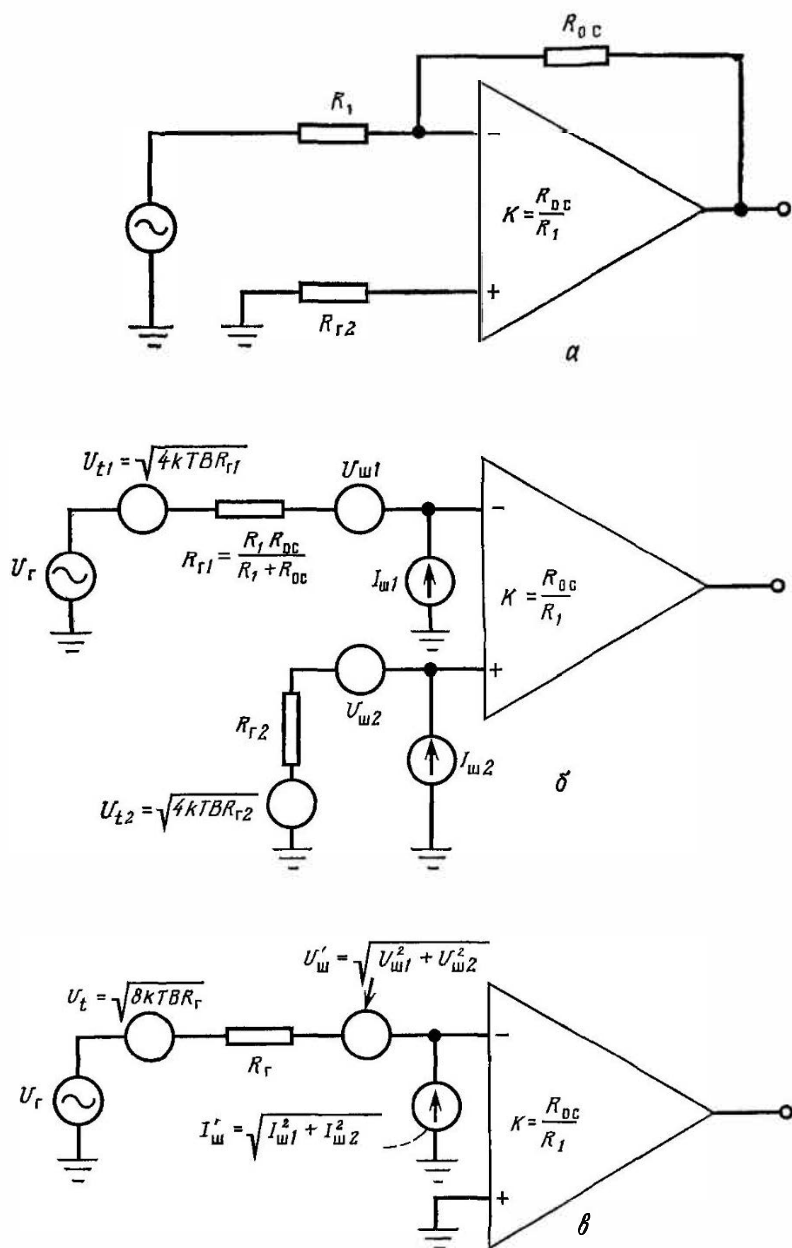
Таким образом, вообще говоря, операционным усилителям[2)] внутренне присущи большие шумы, чем усилителям на дискретных транзисторах. Это видно из показанных на фиг. 9.6 типичных кривых эквивалентных напряжений входных шумов. Часто можно добиться улучшения шумовых характеристик ОУ, включив перед ним каскад на биполярных транзисторах. Операционные усилители при этом сохраняют все свои привлекательные особенности: балансный вход с малым температурным дрейфом и низкое значение входного тока сдвига[3)].

Шумовые характеристики ОУ лучше всего моделировать при помощи эквивалентных напряжения $U_ш$ и тока $I_ш$ шумов на вхо-

[1)] Это, однако, не относится к входным транзисторам ОУ, которые обычно имеют высокие и сверхвысокие β (супер-β-транзисторы). — *Прим. ред.*

[2)] Имеются в виду интегральные ОУ. — *Прим. ред.*

[3)] Тем не менее температурный дрейф и входной ток сдвига при этом, как правило, увеличиваются. Поэтому этот прием требует очень осторожного и квалифицированного подхода. — *Прим. ред.*



Фиг 9.18.

а — типичная схема с ОУ, *б* — схема *а* с добавлением источников шумов; *в* — схема *б* с источниками шумов, приведенными к одному входу для случая $R_{г1}=R_{г2}=R_г$.

де. На фиг. 9.18, *а* показана типичная схема на ОУ, а на фиг. 9.18, *б* эта же схема дополнена источниками эквивалентных напряжения и тока шумов.

Схему на фиг. 9.18, *б* можно использовать для вычисления суммарного эквивалентного напряжения шумов на входе:

$$U_{ш.сум}=[4kTB\,(R_{г1}+R_{г2})+U_{ш1}^2+U_{ш2}^2+(I_{ш1}R_{г1})^2+(I_{ш2}R_{г2})^2]^{1/2}. \quad (9.79)$$

Следует отметить, что $U_{ш1}$, $U_{ш2}$, $I_{ш1}$ и $I_{ш2}$ являются также функциями полосы пропускания B.

Оба источника шумов можно объединить в один, полагая

$$(U'_{ш})^2=U_{ш1}^2+U_{ш2}^2; \quad (9.80)$$

после этого уравнение (9.79) можно переписать в следующем виде:

$$U_{ш.сум}=[4kTB\,(R_{г1}+R_{г2})+(U'_{ш})^2+(I_{ш1}R_{г1})^2+(I_{ш2}R_{г2})^2]^{1/2}. \quad (9.81)$$

Хотя источники напряжения были объединены, в уравнении (9.81) все еще фигурируют два источника тока шумов. Однако если $R_{г1}=R_{г2}$, что обычно выполняется, поскольку при этом минимизируется постоянное напряжение сдвига на выходе, вызываемое входным током смещения, то два генератора тока шумов можно объединить в один, полагая

$$(I'_{ш})^2=I_{ш1}^2+I_{ш2}^2. \quad (9.82)$$

При $R_{г1}=R_{г2}=R_{г}$ уравнение (9.81) упрощается:

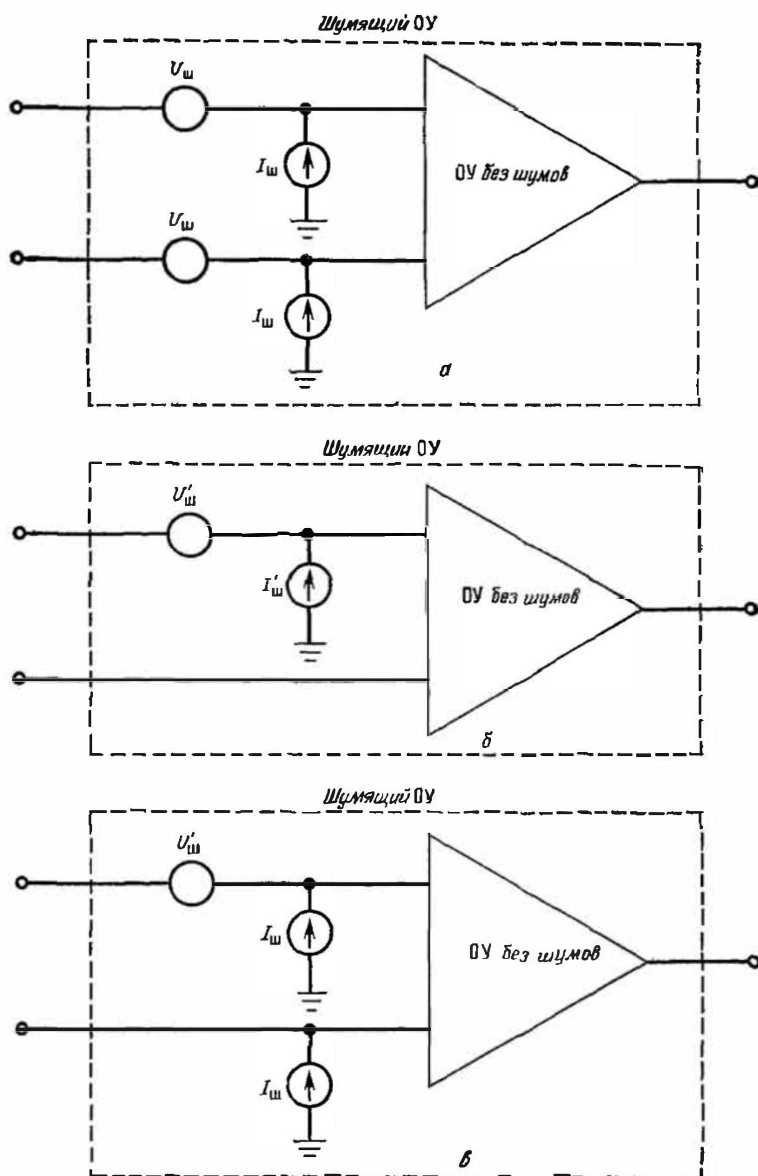
$$U_{ш.сум}=[8kTBR_{г}+(U'_{ш})^2+(I'_{ш}R_{г})^2]^{1/2}. \quad (9.83)$$

Эквивалентная схема для такого случая показана на фиг. 9.18, *в*. Чтобы добиться от ОУ оптимальных характеристик по шумам (максимального отношения сигнал/шум), необходимо минимизировать суммарное эквивалентное напряжение шумов на входе $U_{ш\,сум}$.

Параметры ОУ по шумам

Изготовители ОУ используют различные способы описания шумовых свойств этих устройств. Иногда они приводят значения $U_{ш}$ и $I_{ш}$ для каждого входного зажима, как показано на фиг. 9.19, *а*. Вследствие симметрии входной цепи напряжения и токи шумов для каждого входа попарно равны. Другой способ состоит в задании комбинированных значений $U'_{ш}$ и $I'_{ш}$, которые затем прикладываются только к одному входу, как показано на фиг. 9.19, *б*. Чтобы можно было объединить два генератора тока шумов, должно выполняться равенство сопротивлений источников[1]), подключенных к обоим входным зажимам. Значения напря-

[1]) Входного сигнала. — *Прим. ред.*



Фиг. 9.19. Способы моделирования шумов ОУ: при помощи раздельных генераторов шумов на каждом входе (*а*), генераторов шумов, приведенных к одному из входов (*б*), и раздельных генераторов тока шумов в соединении с приведенным к одному входу генератором напряжения шумов (*в*).

жения и тока шумов комбинированных генераторов на фиг. 9.19, *б* относятся к значениям напряжения и тока отдельных генераторов на фиг. 9.19, *а* следующим образом:

$$U'_ш = U_ш \sqrt{2}, \tag{9.84}$$

$$I'_ш = I_ш \sqrt{2}. \tag{9.85}$$

Во всех остальных случаях, кроме указанных выше, изготовители приводят комбинированное значение напряжения шумов $U'_ш$, тогда как для токов шумов указываются значения $I_ш$ по каждому из входов раздельно. Такой конфигурации соответствует эквивалентная схема, показанная на фиг. 9.19, *в*. Пользователь, однако, должен быть уверен, что он понимает, какая эквивалентная схема применима к данным, приводимым изготовителем устройства, прежде чем использовать эту информацию. В настоящее время нет стандарта на то, какой из этих трех способов должен использоваться для составления спецификаций на ОУ по шумам.

Коэффициент шума ОУ

Обычно коэффициент шума для описания ОУ не применяется. Однако его можно определить, подставив (9.83) в выражение (9.26) и решив полученное уравнение относительно $K_ш$:

$$K_ш = 2 + \frac{(U'_ш)^2 + (I'_ш R_г)^2}{4kTBR_г}. \tag{9.86}$$

При выводе этого уравнения предполагалось, что источником тепловых шумов является сопротивление только одного из источников $R_г$, а не обоих. Это предположение верно при использовании ОУ в качестве несимметричного усилителя. В такой схеме тепловые шумы резистора $R_г$, включенного на неиспользованном входе, рассматриваются как часть шумов усилителя и являются некой платой за применение данной конфигурации.

В случае инвертирующей схемы включения ОУ шумы $R_г$ на неиспользуемом входе можно убрать, включив параллельно $R_г$ конденсатор. В неинвертирующей схеме это, однако, невозможно, так как к этой точке подключается входной сигнал.

Второй способ определения коэффициента шума ОУ состоит в том, что источником шумов считают тепловые шумы от обоих резисторов ($2R_г$ в данном случае). При этом коэффициент шума можно записать в следующем виде:

$$K_ш = 1 + \frac{(U'_ш)^2 + (I'_ш R_г)^2}{8kTBR_г} \tag{9.87}$$

Уравнение (9.87) применимо в случае, если ОУ используется как дифференциальный усилитель, у которого сигнал подается на оба входа.

Выводы

- Если при проектировании схемы сопротивление источника не фиксировано, а напряжение источника сигнала — величина постоянная, то минимизация коэффициента шума не обязательно ведет к получению оптимальных характеристик по шумам.
- При данном сопротивлении источника минимален шум той схемы, у которой самый низкий коэффициент шума.
- Для получения наилучших характеристик по шумам следует максимизировать отношение сигнал/шум на выходе; это эквивалентно минимизации суммарного напряжения шумов, приведенного ко входу.
- Понятие коэффициента шума в случае источника с чисто реактивным сопротивлением не имеет смысла.
- Для улучшения шумовых характеристик следует использовать низкоомный источник (полагая при этом, что напряжение источника неизменно).
- Шумовые характеристики можно улучшить путем использования трансформаторной связи с источником с целью получения $R_г = U_ш/I_ш$.
- Если коэффициент усиления первого каскада системы велик, суммарный шум системы определяется шумами первого каскада.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Baxandall P. J., Noise in Transistor Circuits, *Wireless World,* **74** (November and December 1968).
2. Cooke H. F., Transistor Noise Figure, *Solid State Design,* pp. 37—42 (February 1963).
3. Friis H. T., Noise Figures of Radio Receivers, *Proceedings of the IRE,* **32** (July 1944).
4. Gfeller J., FET Noise, *EEE,* pp. 60—63 (June 1965).
5. Graeme J., Don't Minimize Noise Figure, *Electronic Design* (21 January 1971).
6. Haus H. A. et al., Representation of Noise in Linear Twoports, *Proceedings of IRE,* 48 (January 1960).
7. Letzter S., Webster N., Noise in Amplifiers, *IEEE Spectrum,* **7**, No. 8, 67—75 (August 1970).
8. Motchenbacher C. D., Fitchen F. C., Low-Noise Electronic Design, Wiley, New York, 1973.
9. Mumford W. W., Scheibe E. H., Noise Performance Factors in Communication Systems, Horizon House, Dedham, Mass., 1968.
10. Nielsen E. G., Behavior of Noise Figure in Junction Transistors, *Proceedings of the IRE,* 45, 957—963 (1957).
11. Robe T., Taming Noise in IC Op-Amps, *Electronic Design,* **22** (19 July 1974).
12. Robinson F. N. H., Noise in Transistors, *Wireless World* (July 1970).
13. Rothe H., Dahlke W., Theory of Noisy Fourpoles, *Proceedings of IRE,* **44** (June 1956).
14. Trinogga L. A., Oxford D. F., JFET Noise Figure Measurement, *Electronic Engineering* (April 1974).
15. Van der Ziel A., Noise in Solid State Devices and Lasers, *Proceedings of the IEEE,* 58 (August 1970).
16. Watson F. B., Find the Quietest JFETs, *Electronic Design* (8 November 1974).

Приложение 1

ДЕЦИБЕЛЫ

Один из наиболее широко используемых, но часто неправильно понимаемых терминов в области электроники — это «децибел» (дБ). Децибел — логарифмическая единица, выражающая отношение двух мощностей. Он определяется следующим образом:

$$\text{Число децибел} = 10 \lg \frac{P_2}{P_1}. \qquad (\text{П}1.1)$$

Эту единицу можно использовать для выражения усиления ($P_2 > P_1$) или ослабления ($P_2 < P_1$) по мощности.

Поскольку в определение децибела входит логарифм, уместно вспомнить некоторые его свойства. Обычный, или десятичный, логарифм Y числа X есть степень, в которую необходимо возвести число 10, чтобы получить это число X. Таким образом, если

$$Y = \lg X, \qquad (\text{П}1.2)$$

то

$$X = 10^Y. \qquad (\text{П}1.3)$$

Укажем некоторые полезные свойства логарифмов:

$$\lg AB = \lg A + \lg B, \qquad (\text{П}1.4)$$

$$\lg \frac{A}{B} = \lg A - \lg B, \qquad (\text{П}1.5)$$

$$\lg A^n = n \lg A. \qquad (\text{П}1.6)$$

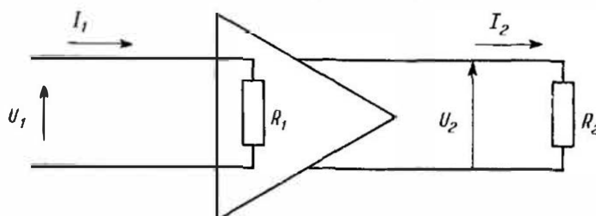
Использование децибел для выражения отношений других величин, отличных от мощности

Стало уже обычной практикой использовать децибелы для выражения отношений напряжений или токов. При этом широко используются следующие определения:

$$K_U\,(\text{дБ}) = 20 \lg \frac{U_2}{U_1}, \qquad (\text{П}1.7)$$

$$K_I\,(\text{дБ}) = 20 \lg \frac{I_2}{I_1}. \qquad (\text{П}1.8)$$

Эти выражения корректны тогда, когда оба напряжения или оба тока измеряются в точках с одинаковым полным сопротивлением. Однако в обычной практике определения (П1.7) и (П1.8) используются независимо от величины сопротивления.



Фиг П1.1. Схема для сравнения коэффициентов усиления по мощности и по напряжению.

Связь между коэффициентами усиления по напряжению и по мощности можно определить, обратившись к фиг. П1.1. Мощность, подводимая к усилителю,

$$P_1=\frac{U_1^2}{R_1}. \quad (П1.9)$$

Мощность, отдаваемая усилителем,

$$P_2=\frac{U_2^2}{R_2}. \quad (П1.10)$$

Коэффициент усиления усилителя по мощности, выраженный в децибелах,

$$K_P=10\lg\frac{P_2}{P_1}=10\lg\left(\frac{U_2}{U_1}\right)^2\frac{R_1}{R_2}. \quad (П1.11)$$

Используя тождества (П1.4) и (П1.6), можно переписать уравнение (П1.11) в следующем виде:

$$K_P=20\lg\frac{U_2}{U_1}+10\lg\frac{R_1}{R_2}. \quad (П1.12)$$

Сравнение уравнений (П1.12) и (П1.7) показывает, что первый член в выражении (П1.12) есть коэффициент усиления по напряжению, определяемый уравнением (П1.7). Если $R_1=R_2$, оба коэффициента усиления (по напряжению и по мощности), выраженные в децибелах, численно равны. Однако для определения усиления по мощности по данному коэффициенту усиления по напряжению необходимо знать величины сопротивлений R_1 и R_2.

Аналогичным образом усиление схемы на фиг. П1.1 по мощности можно выразить и в следующем виде:

$$K_P=20\lg\frac{I_2}{I_1}+10\lg\frac{R_2}{R_1}. \quad (П1.13)$$

Отметим, что в данном случае отношение сопротивлений обратно тому, которое было в уравнении (П1.12).

Пример П1.1. Схема имеет коэффициент усиления по напряжению 0,5, входное сопротивление 100 Ом и нагружена на сопротивление 10 Ом. Из выражения (П1.7) получим, что усиление схемы по напряжению составляет —6 дБ. Из выражения (П1.12) имеем

$$K_P(\text{дБ}) = -6 + 10\lg\frac{100}{10} = 4 \text{ дБ}. \quad (\text{П1.14})$$

Таким образом, в данном случае усиление по мощности в децибелах положительно, хотя усиление по напряжению, выраженное в децибелах, отрицательно.

Ослабление мощности, или отрицательное усиление по мощности

Вычислим усиление по мощности от точки *1* к точке *2* для случая, когда мощность в точке *2* меньше, чем мощность в точке *1*. Коэффициент усиления по мощности равен

$$K_P(\text{дБ}) = 10\lg\frac{P_2}{P_1}. \quad (\text{П1.15})$$

Чтобы выразить отношение мощностей P_2/P_1 в виде числа, большего 1, можно переписать (П1.15) в следующем виде:

$$K_P(\text{дБ}) = 10\lg\left(\frac{P_1}{P_2}\right)^{-1}. \quad (\text{П1.16})$$

С учетом тождества (П1.6) это выражение приобретает вид

$$K_P(\text{дБ}) = -10\lg\frac{P_1}{P_2}. \quad (\text{П1.17})$$

Таким образом, знак минус у коэффициента усиления по мощности, выраженного в децибелах, указывает на ослабление мощности.

Абсолютный уровень мощности

Децибелы можно использовать также для представления абсолютного уровня мощности, заменив знаменатель в уравнении (П.1.1) на опорную мощность P_0, равную, например, 1 мВт. При этом получается выражение

$$\text{Число децибел (абсолютное)} = 10\lg\frac{P}{P_0}, \quad (\text{П1.18})$$

которое отображает абсолютный уровень мощности выше или ниже опорной мощности. В этом случае мы должны знать опорную

Таблица П1.1

Опорные уровни для различных дБ-единиц

Единица	Обозначение в американской литературе	Используется для измерения	Опорный уровень	Примечания
дБк	dBa	мощности шумов	$10^{-11,5}$ Вт	Измеряется с весовой функцией F1A
дБмВт	dBm	мощности	1 мВт	
дБп	dBrn	мощности шумов	10^{-12} Вт	
дБС	dBrnc	» »	10^{-12} Вт	Измеряется с весовой функцией с С-посылкой
дБВ	dBV	напряжения	1 В	
дБмВ	dBmV	»	1 мВ	
дБВт	dBw	мощности	1 Вт	
дБх	dBx	мощности (перекрестных помех)	Ослабление перекрестной связи на 90 дБ	

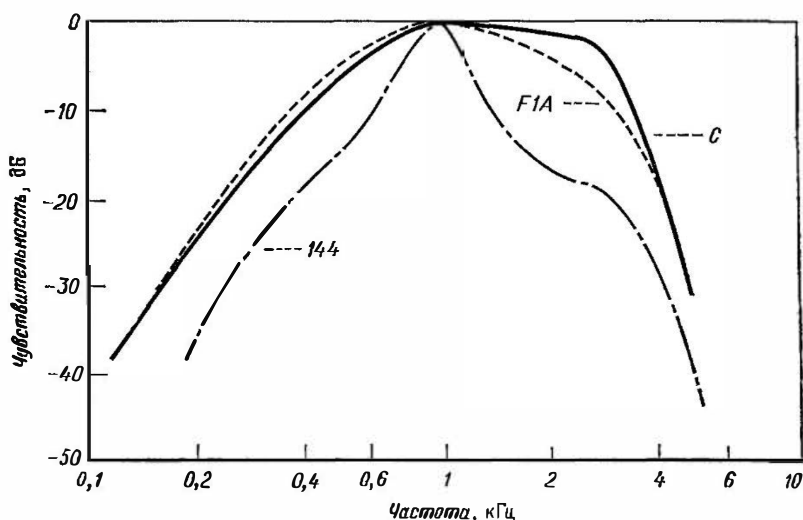
мощность, которая выражается добавлением дополнительных букв к обозначению дБ. Так, например, дБмВт используется для указания на то, что опорная мощность равна 1 мВт. В табл. П1.1 перечислены некоторые наиболее широко используемые единицы дБ, а также их опорные уровни и сокращенные обозначения.

Измерение шумов

В телефонии шумы в цепях аналоговой связи на звуковой частоте измеряются в единицах, пропорциональных их мешающему воздействию на слушателя. Это осуществляется путем использования частотных весовых функций, учитывающих как слуховое восприятие человека, так и частотную характеристику телефонного приемника. Например, если говорят, что помеха 500 Гц воспринимается вдвое слабее, чем помеха 1000 Гц, это означает, что весовая функция имеет вес на частоте 500 Гц, в два раза меньший, чем на частоте 1000 Гц. Физически введению весовой функции соответствует включение в прибор для измерения шумов электрического фильтра.

Весовые функции. В 20-х годах для экспериментов по определению шумовых помех были использованы телефонные установки с ручной коммутацией типа 144 фирмы «Вестерн электрик». Результатом этих экспериментов явилась кривая «весовая функция 144», показанная на фиг. П1.2. Эта кривая определяется главным образом частотной характеристикой аппарата типа 144.

В 30-х годах начали преобладать телефонные аппараты типа 302, что привело к «весовой функции F1A». Как показано на



Фиг. П1.2. Различные весовые функции, применяемые при измерении шумов.

фиг. П1.2, функция F1A имеет более широкую полосу пропускания, чем функция 144. Это объясняется тем, что телефонный аппарат 302 имеет более широкополосную характеристику и, следовательно, может пропустить большее количество шумов, ухудшающих передачу речи.

С появлением в 50-х годах телефонного аппарата типа 500 была создана новая весовая функция. Она имеет несколько более широкую полосу пропускания и известна под названием «весовая функция с С-посылкой» (фиг. П1.2). С-функция является ныне стандартом, используемым для измерения шумов в аппаратуре, выпускаемой компанией Белла (Bell System).

Единицы измерения шумов. В самом начале при разработке приборов для измерения шумов было решено определять шумы в единицах дБ, отнесенных к опорной мощности шумов 10^{-12} Вт, т. е. к —90 дБмВт. Эта величина мощности шумов (—90 дБмВт) является порогом слышимости. Такая единица измерения шумов называется дБп (дБ относительно порогового уровня шумов). Таким образом, 0 дБп означает, что мощность шумов равна —90 дБмВт. Первые измерители шумов показывали 0 дБп при измерении мощности —90 дБмВт на частоте 1000 Гц. Однако в этих приборах из-за наличия весовой функции 144 одинаковая мощность на различных частотах давала разные отсчеты уровней шумов.

Когда получили широкое распространение телефонные аппараты типа 302, был разработан шумомер 2В со встроенной весовой

Таблица П1.2

Сравнение показаний различных измерителей шумов фирмы «Вестерн электрик»

Тип прибора	Весовая функция	Показания прибора при 0 дБмВт на входе	
		1000 Гц	Белый шум в полосе 0—3 кГц
Ранняя модель	144	90 дБп	82 дБп
2В	F1A	85 дБк	82 дБк
3А	С	90 дБС	88 дБС

функцией F1A. Разработчики решили спроектировать шумомер 2В таким образом, чтобы он давал те же численные отсчеты, что и прежние шумомеры при измерениях белого шума в полосе 0—3000 Гц. Однако вследствие использования различных весовых цепей шумомер 2В дает на частоте 1000 Гц показания на 5 дБ ниже показаний прежних измерителей шумов. Таким образом, опорная мощность для прибора 2В возросла до —85 дБмВт ($10^{-11,5}$ Вт) на частоте 1000 Гц. Это изменение опорной мощности сделало необходимой замену единиц измерения. Новая единица была названа дБк (скорректированная дБп). Таким образом, 0 дБк равно мощности —85 дБмВт на частоте 1000 Гц. Единица дБк использовалась в течение 25 лет как основная единица измерения шумов.

С началом широкого применения телефонных аппаратов типа 500 был создан измеритель шумов 3А. Этот измеритель содержит весовую функцию с С-посылкой. Было решено вернуться к первоначальному уровню —90 дБмВт на частоте 1000 Гц с единицей измерения дБС. Единица дБС означает дБп при использовании весовой функции с С-посылкой. Такой опорный уровень был выбран для измерителя шумов 3А потому, что уровни шумов со временных схем связи стали меньше, и при уровне —85 дБмВт могут получаться результаты со знаком минус, что будет вызывать недоразумения. Из-за различных опорных уровней измеритель шумов 3А дает показания мощности на частоте 1000 Гц на 5 дБ выше, чем измеритель 2В. Однако для большинства шумов случайного характера показания измерителя 3А выше, чем у измерителя 2В, на 6 дБ, что вызвано разницей в весовых функциях.

В табл. П1.2 приведено сравнение показаний каждого из этих трех измерительных приборов.

Единицы для измерения перекрестных помех

Единицей измерения перекрестных помех является дБх. Это необычная единица, поскольку сравнение здесь производится не с

абсолютным уровнем мощности: опорным уровнем являются потери величиной 90 дБ на пути от схемы, создающей помеху, к схеме, на которую эта помеха воздействует. Указанная единица — это мера того, насколько потери перекрестной связи меньше потерь связи величиной 90 дБ. Следовательно,

$$\text{дБх} = 90 - (\text{Потери перекрестной связи в децибелах}). \quad (\text{П}1.19)$$

Предположим, например, что на схему B наводится от схемы A сигнал, ослабленный по мощности на 62 дБ. При этом перекрестные помехи от A к B составляют 28 дБх.

Суммирование мощностей, выраженных в децибелах

Часто бывает необходимо определить сумму двух мощностей, каждая из которых выражена в децибелах относительно одного и того же опорного уровня мощности (например, в дБмВт). Эти мощности всегда можно выразить в абсолютных единицах, сложить их и преобразовать обратно в дБ, однако это занимает много времени. Для получения указанного результата можно использовать следующий способ.

Пусть Y_1 и Y_2 — два уровня мощности, выраженные в децибелах относительно опорного уровня мощности P_0, а P_1 и P_2 — абсолютные уровни мощности, соответствующие Y_1 и Y_2. Предположим также, что $P_2 \geqslant P_1$. Из уравнений (П1.18) и (П1.3) следует, что

$$\frac{P_1}{P_0} = 10^{Y_1/10} \quad (\text{П}1.20)$$

и

$$\frac{P_2}{P_0} = 10^{Y_2/10}, \quad (\text{П}1.21)$$

откуда

$$\frac{P_1}{P_2} = 10^{(Y_1 - Y_2)/10}. \quad (\text{П}1.22)$$

Определим разность D между двумя мощностями, выраженными в децибелах, как

$$D = Y_2 - Y_1. \quad (\text{П}1.23)$$

Тогда

$$P_1 = P_2 \cdot 10^{-D/10}. \quad (\text{П}1.24)$$

Прибавив к обеим частям (П1.24) P_2, получим

$$P_1 + P_2 = P_2 (1 + 10^{-D/10}). \quad (\text{П}1.25)$$

Выражение суммы мощностей P_1 и P_2 (в децибелах), отнесенных к P_0, дает

$$Y_{сум}=10\lg\frac{P_1+P_2}{P_0}. \qquad (П1.26)$$

Это выражение можно переписать как

$$Y_{сум}=10\lg(P_1+P_2)-10\lg P_0. \qquad (П1.27)$$

Подставив вместо P_1+P_2 правую часть выражения (П1.25), получим

$$Y_{сум}=10\lg[P_2(1+10^{-D/10})]-10\lg P_0, \qquad (П1.28)$$

или

$$Y_{сум}=10\lg\frac{P_2}{P_1}+10\lg(1+10^{-D/10}). \qquad (П1.29)$$

Первый член этого уравнения отображает Y_2 — бо́льшую из двух суммируемых мощностей, выраженную в децибелах. Второй член показывает, насколько должна быть увеличена мощность Y_2 при сложении двух мощностей.

Таким образом, сумма двух мощностей, выраженных в децибелах, равна большей мощности, увеличенной на

$$\boxed{10\lg(1+10^{-D/10})}, \qquad (П1.30)$$

где D равно разности в децибелах между двумя мощностями. Максимальное значение данного выражения составляет 3 дБ и имеет место при $D=0$. Различные значения для выражения (П1.30) приведены в табл. П1.3.

Таблица П1.3

Сумма двух мощностей, выраженных в децибелах

Величина D, на которую различаются суммируемые мощности, дБ	Величина, на которую следует увеличить бо́льшую мощность, чтобы получить искомую сумму, дБ	Величина D, на которую различаются суммируемые мощности, дБ	Величина, на которую следует увеличить бо́льшую мощность, чтобы получить искомую сумму, дБ
0	3,00	7	0,79
0,5	2,77	8	0,64
1	2,54	9	0,51
1,5	2,32	10	0,41
2	2,12	11	0,33
3	1,76	12	0,27
4	1,46	15	0,14
5	1,19	20	0,04
6	0,97		

Приложение 2

КРАТКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ТЕХНИЧЕСКИХ ПРИЕМОВ ШУМОПОДАВЛЕНИЯ

В приведенном ниже контрольном листке кратко суммируются наиболее широко используемые приемы шумоподавления. Пункты, помеченные звездочкой, по существу, не ведут к дополнительным затратам, и их следует применять, где это возможно, в первую очередь. Остальные способы шумоподавления следует использовать в тех случаях, когда требуется дополнительное подавление шумов.

Контрольный листок по шумоподавлению

А. *Подавление шумов в источнике*

Заключайте источники шумов в экран.

Подключайте фильтры ко всем проводникам, проходящим в зашумленном пространстве.

Ограничивайте время нарастания импульса.

Для катушек реле следует предусмотреть цепи подавления выбросов напряжения.

Скручивайте шумящие проводники*.

Экранируйте и скрученные (витые) пары шумящих проводов.

Заземляйте оба конца экранов, используемых для подавления излучаемых помех (экраны не обязательно должны быть изолированы)*.

Б. *Устранение связи по шумам*

Скручивайте проводники с малым уровнем сигнала*.

Располагайте малосигнальные проводники ближе к шасси (особенно при высоком уровне полного сопротивления цепи).

Скручивайте и экранируйте сигнальные проводники (на высоких частотах можно использовать коаксиальный кабель).

В экранированных кабелях, используемых для защиты малосигнальных проводов, экраны следует заземлять только с одного конца (на высоких частотах можно применять коаксиальный кабель с экраном, заземленным с обоих концов)*.

Изолируйте экран сигнальных проводов[1].

Когда малосигнальные и шумящие провода проходят через общий разъем, разделяйте их, помещая между ними заземленные провода*.

[1] От случайного заземления в непредусмотренной точке. — *Прим. ред.*

Пропускайте экранирующую оплетку сигнальных проводов через отдельный контакт разъема.

Избегайте использования общих проводов заземления для устройств с высоким и низким уровнями сигнала*.

Выполняйте заземление оборудования так, чтобы оно было отделено от земель схем*.

Выполняйте заземление возможно более короткими проводами*.

Применяйте для защиты металлических поверхностей проводящие покрытия.

Разносите шумящие и не создающие шумов проводники.

Заземляйте цепи только в одной точке (кроме высокочастотных цепей)*.

Избегайте ненадежных или случайных заземлений.

Для очень чувствительных схем используйте источник и нагрузку, симметрированные относительно земли.

Заключайте чувствительные устройства в экранирующие корпуса.

Ставьте фильтры или цепи развязки на любой проводник, входящий в корпус с заключенным в нем чувствительным устройством.

Делайте чувствительные проводники как можно короче*.

Делайте как можно короче проводники, выходящие за пределы экрана кабеля*.

Применяйте для разводки питания шины с малым полным сопротивлением.

Избегайте образования контуров заземления*.

Рассмотрите использование для разрыва контуров заземления следующих устройств:

изолирующих трансформаторов;

нейтрализующих трансформаторов;

оптронов;

дифференциальных усилителей;

усилителей с защитным экранированием;

балансных схем.

B. *Подавление шумов в приемнике*

Не делайте полосу пропускания шире, чем это необходимо.

Используйте там, где возможно, селективные частотные фильтры.

Обеспечивайте соответствующую развязку по питанию.

Шунтируйте электролитические конденсаторы малой емкостью, работающей на высокой частоте.

Разделяйте сигнальные, шумящие и корпусные земли*.

Применяйте экранирующие корпуса.

У трубчатых конденсаторов заземляйте внешнюю обкладку*.

Приложение 3

МНОГОКРАТНОЕ ОТРАЖЕНИЕ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ В ТОНКИХ ЭКРАНАХ

Рассмотрим представленный в гл. 6 на фиг. 6.14 случай взаимодействия магнитного поля с полным волновым сопротивлением Z_1 с тонким экраном, имеющим характеристическое сопротивление Z_2. Поскольку экран тонкий, а скорость распространения велика, фазовым сдвигом при прохождении волны через экран можно пренебречь. При этих условиях можно записать, что суммарная напряженность волны, прошедшей через экран, равна

$$H_{\text{пр.сум}} = H_{\text{пр}2} + H_{\text{пр}4} + H_{\text{пр}6} + \ldots . \qquad (\text{П}3.1)$$

Из уравнений (6.10) и (6.15) можно получить

$$H_{\text{пр}2} = \frac{2Z_1H_0}{Z_1+Z_2}\,(e^{-t/\delta})\,K, \qquad (\text{П}3.2)$$

где K — коэффициент пропускания на второй поверхности раздела от среды *2* к среде *1* (6.17).

Теперь можно записать выражение для $H_{\text{пр}\,4}$:

$$H_{\text{пр}4} = \frac{2Z_1H_0}{Z_1+Z_2}\,(e^{-t/\delta})\,(1-K)\,(e^{-t/\delta})\,(1-K)\,(e^{-t/\delta})\,K, \qquad (\text{П}3.3)$$

которое можно упростить:

$$H_{\text{пр}4} = \frac{2Z_1H_0}{Z_1+Z_2}\,(e^{-3t/\delta})\,(K-2K^2+K^3). \qquad (\text{П}3.4)$$

Рассмотрим случай металлического экрана, когда $Z_2 \ll Z_1$. В этом случае $K \ll 1$, $K^2 \ll K$, $K^3 \ll K$ и т. д., и суммарную напряженность пропущенной волны можно представить в следующем виде:

$$H_{\text{пр.сум}} = 2H_0K\,(e^{-t/\delta} + e^{-3t/\delta} + e^{-5t/\delta} + \ldots). \qquad (\text{П}3.5)$$

Бесконечный ряд, стоящий в уравнении (П3.5) в скобках, имеет предел

$$e^{-t/\delta} + e^{-3t/\delta} + e^{-5t/\delta} + \ldots = \frac{\operatorname{cosech}(t/\delta)}{2} = \frac{1}{2\operatorname{sh}(t/\delta)}. \qquad (\text{П}3.6)$$

После подстановки (6.17) вместо K и (П3.6) вместо ряда в уравнение (П3.5) получим

$$H_{\text{пр.сум}}=\frac{4H_0Z_2}{Z_1}\frac{1}{2\operatorname{sh}(t/\delta)}, \qquad (\text{П}3.7)$$

или

$$\frac{H_0}{H_{\text{пр.сум}}}=\frac{Z_1}{4Z_2}\cdot 2\operatorname{sh}\frac{t}{\delta}. \qquad (\text{П}3.8)$$

Тогда эффективность экранирования определяется следующим соотношением:

$$K_э=20\lg\frac{Z_1}{4Z_2}+20\lg\left(2\operatorname{sh}\frac{t}{\delta}\right). \qquad (\text{П}3.9)$$

Заменив Z_1 полным сопротивлением для волны в экране Z_w, а Z_2 — полным сопротивлением экрана $Z_э$, получим

$$K_э=20\lg\frac{Z_w}{4Z_э}+20\lg\left(2\operatorname{sh}\frac{t}{\delta}\right). \qquad (\text{П}3.10)$$

Первый член этого уравнения представляет собой потери на отражение $K_{\text{отр}}$, как это следует из (6.22). Чтобы вычислить поправочный коэффициент на многократное отражение $K_{\text{м. отр}}$, мы

Таблица П3.1

Корректирующий коэффициент потерь на многократное отражение $K_{\text{м отр}}$ для очень тонких экранов

t/δ	$K_{\text{м.отр}}$, дБ	t/δ	$K_{\text{м.отр}}$, дБ
0,001	—54	0,008	—36
0,002	—48	0,01	—34
0,004	—42	0,05	—20
0,006	—38		

должны представить выражение (П3.10) в виде (6.3). Тогда второй член уравнения (П3.10) должен равняться $K_{\text{погл}}+K_{\text{м. отр}}$, и мы можем записать, что

$$K_{\text{м.отр}}=20\lg\left(2\operatorname{sh}\frac{t}{\delta}\right)-K_{\text{погл}}. \qquad (\text{П}3.11)$$

Подставив вместо $K_{\text{погл}}$ его выражение из (6.12а), получим

$$K_{\text{м.отр}}=20\lg\left(2\operatorname{sh}\frac{t}{\delta}\right)-20\lg e^{t/\delta}. \qquad (\text{П}3.12)$$

Объединив члены (П3.12), получим

$$K_{\text{м.отр}} = 20 \lg \frac{2 \operatorname{sh} (t/\delta)}{e^{t/\delta}}. \qquad (\text{П}3.13)$$

Выразив $\operatorname{sh}(t/\delta)$ в виде экспонент, получим поправочный коэффициент

$$K_{\text{м.отр}} = 20 \lg (1 - e^{-2t/\delta}). \qquad (\text{П}3.14)$$

На фиг. 6.15 дан график уравнения (П3.14) как функции t/δ. Заметим, что поправочный коэффициент $K_{\text{м. отр}}$ — число всегда отрицательное, что указывает на потери в экране за счет многократного отражения.

Значения $K_{\text{м. отр}}$ для очень малых t/δ, которые не показаны на фиг. 6.15, представлены в табл. П3.1.

Приложение 4

ЗАДАЧИ

Задача 1.1. В показанной на фиг. П4.1 схеме усилители *У*1 и *У*2 служат для усиления сигнала низкого уровня, поступающего с термопары. Мощная нагрузка, подключаемая периодически переключателем *Кл*, питается от той же батареи, что и усилители. Для показанного на рисунке подключения схемы определите потенциальные источники шумов, каналы связи по шумам и приемники шумов.

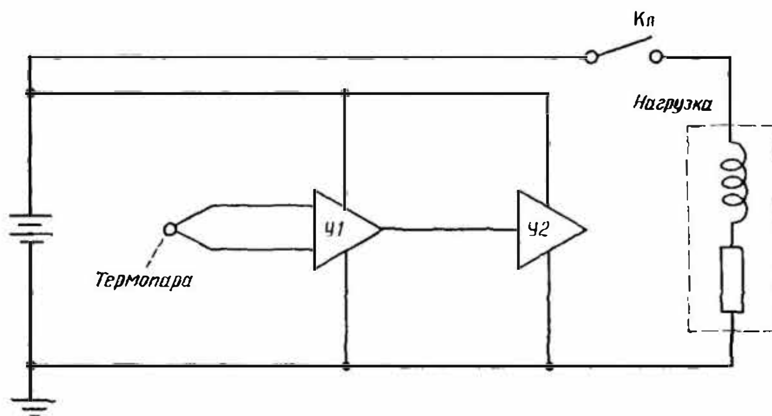
Задача 2.1. Паразитная емкость между проводниками *1* и *2* составляет 50 пФ (фиг. П4.2). Каждый проводник имеет емкость относительно земли 150 пФ. На проводник *1* поступает сигнал переменного напряжения 10 В частотой 100 кГц. Какой величины напряжение шумов наводится на проводник *2*, если подключенный к его концу резистор $R_н$:

а) имеет бесконечное сопротивление?
б) имеет сопротивление 1000 Ом?
в) имеет сопротивление 50 Ом?

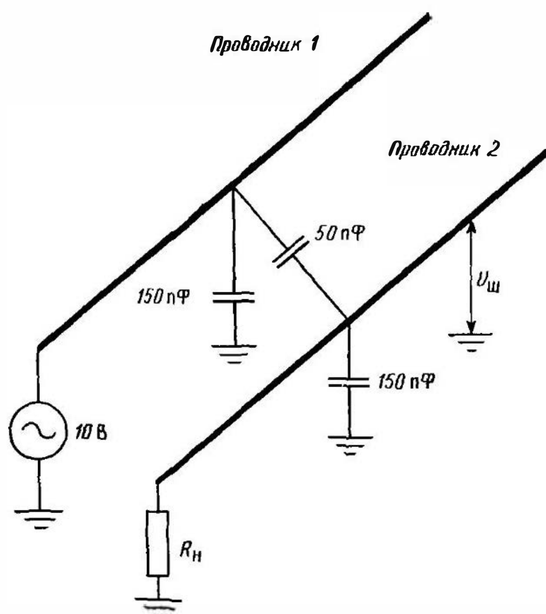
Задача 2.2. На фиг. П4.3 проводник *2* заключен в заземленный экран. Емкость между этим проводником и экраном составляет 100 пФ. Емкость между проводниками *1* и *2* равна 2 пФ, а между проводником *2* и землей — 5 пФ. На проводник *1* подается сигнал 10 В частотой 100 кГц. Какое напряжение шумов наводится на проводник *2*, если с одного конца к нему подключен резистор $R_н$:

а) с бесконечным сопротивлением?
б) с сопротивлением 1000 Ом?
в) с сопротивлением 50 Ом?

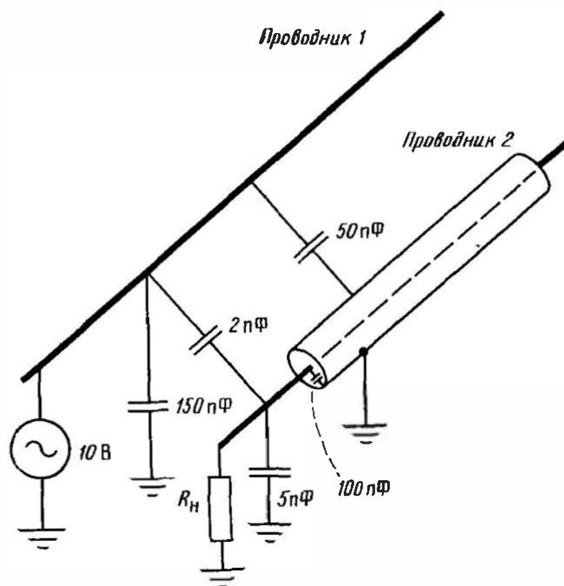
Задача 2.3. В результате работы мощных транзисторных ключей в источниках питания переключательного типа между выходными зажимами источника питания и корпусом возникает напряжение шумов (на фиг. П4.4 оно обозначено как $U_{ш1}$). Это напряжение может через емкостную связь попадать на расположенную рядом цепь *2*; $C_ш$ — эквивалентная емкость связи между корпусом и выходными зажимами источника питания.



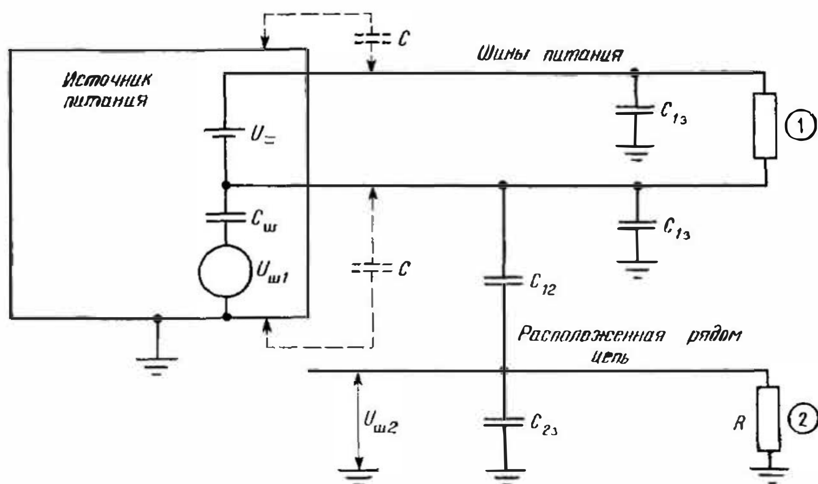
Фиг. П4.1. К задаче 1.1.



Фиг. П4.2. К задаче 2.1.



Фиг. П4.3. К задаче 2.2.



Фиг П4.4. К задаче 2 3.

а) Для указанной конфигурации схемы определите и изобразите графически отношение $U_{ш2}/U_{ш1}$ в виде функции частоты (конденсаторы C, показанные штриховыми линиями, в расчет можно не принимать).

Теперь, учитывая конденсаторы C, подключенные между зажимами источника питания и корпусами, укажите:

б) как они влияют на связь по шумам?

в) как следует экранировать провода питания, чтобы улучшить характеристику по шумам?

Задача 2.4. Два проводника длиной по 10 см, отстоящие друг от друга на расстояние 1 см, образуют цепь. Эта цепь расположена в магнитном поле напряженностью 10 Гс, изменяющемся с частотой 60 Гц.

Чему равно максимальное напряжение шумов, наводимое на цепь в результате воздействия на нее магнитного поля?

Задача 2.5. На фиг. П4.5, *а* показана часть схемы малосигнального транзисторного усилителя. Печатный монтаж этой схемы показан на фиг. П4.5, *б*. На схему воздействует сильное магнитное поле.

В чем преимущество печатного монтажа, показанного на фиг. П4.5, *в*, перед печатным монтажом на фиг. П4.5, *б*?

Задача 2.6. Выразите через сопротивление и индуктивность экрана для случая связи через магнитное поле степень экранирования $K_э$ экранированной (коаксиальной) приемной цепи (экран заземлен с обоих концов).

Задача 3.1. Экран на фиг. П4.6 характеризуется индуктивностью $L_э$ и сопротивлением $R_э$. В приведенную схему введено также эквивалентное сопротивление шины земли $R_з$.

а) Изобразите асимптотический график частотной зависимости $|I_э/I_1|$.

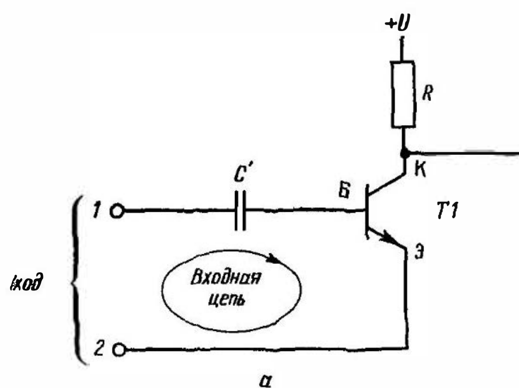
б) Выше какой частоты 98% тока I_1 будет возвращаться по экрану?

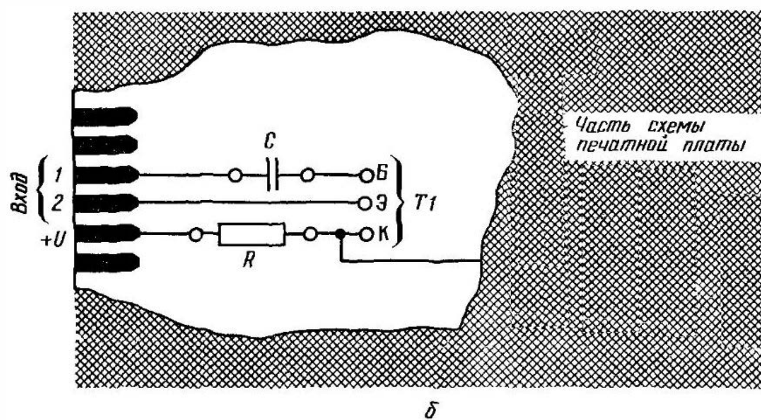
Задача 3.2. Если на экранированный кабель надеть кольцо из магнитного материала, какое влияние это окажет на частоту среза экрана?

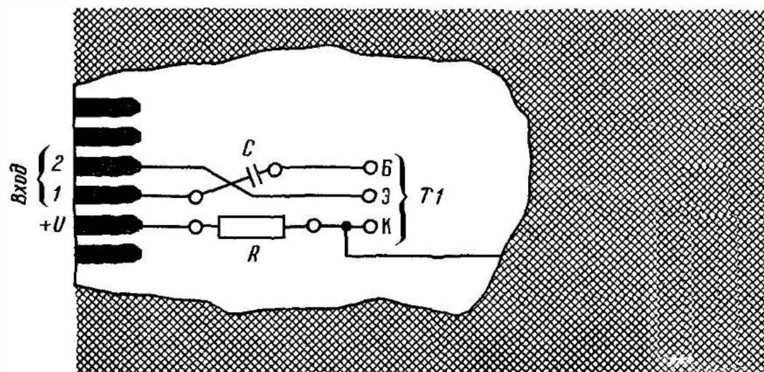
Задача 3.3. Магнитное поле наводит на схему (фиг. П4.7) нанапряжение шумов.

а) Чему равно напряжение шумов на входных зажимах усилителя, выраженное в виде функции R_1?

б) Как вы объясните ответ на вопрос «а» в свете приведенного в тексте положения о том, что полное сопротивление цепи-приемника не влияет на величину наводок?

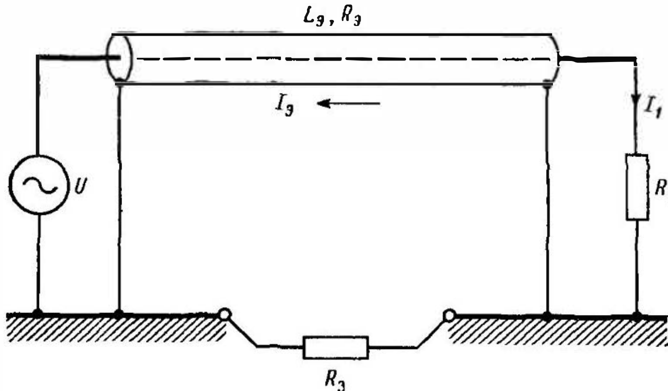




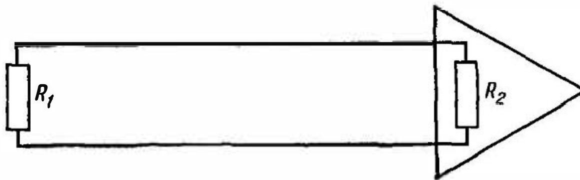


Фиг. П4.5. К задаче 2.5.

Задача 3.4. Спроектируйте схему заземления для накопителя на магнитной ленте, узлы которого имеют показанное на фиг. П4.8 пространственное расположение.



Фиг. П4.6. К задаче 3.1.



Фиг П4.7. К задаче 3.3.

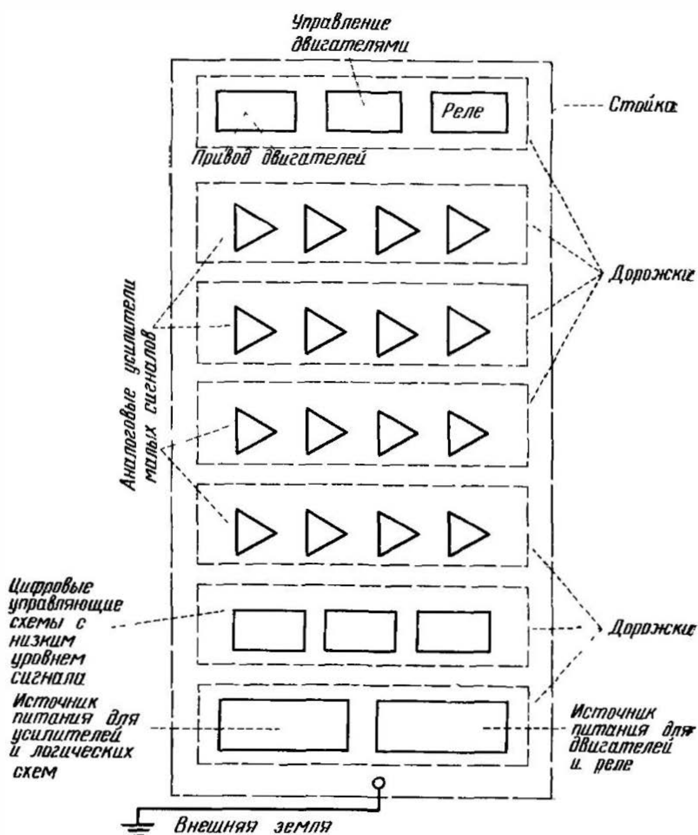
Задача 3.5. Определите, какая разводка заземления и кабелей оптимальна для схемы, приведенной на фиг. П4.9. Схема состоит из заземленного низкочастотного источника сигналов низкого уровня *A*, дифференциального усилителя *B* и заземленной нагрузки *C*. Не применяйте каких-либо трансформаторов или защитных экранов. Источник *A* и нагрузка *C* должны оставаться заземленными.

Задача 3.6. Последовательно с линией передачи, соединяющей малосигнальный источник с нагрузкой 900 Ом, включен продольный дроссель (нейтрализующий трансформатор). Каждый провод этой линии передачи имеет сопротивление 1 Ом. Каждая обмотка продольного дросселя имеет индуктивность 0,044 Г и сопротивление 4 Ом.

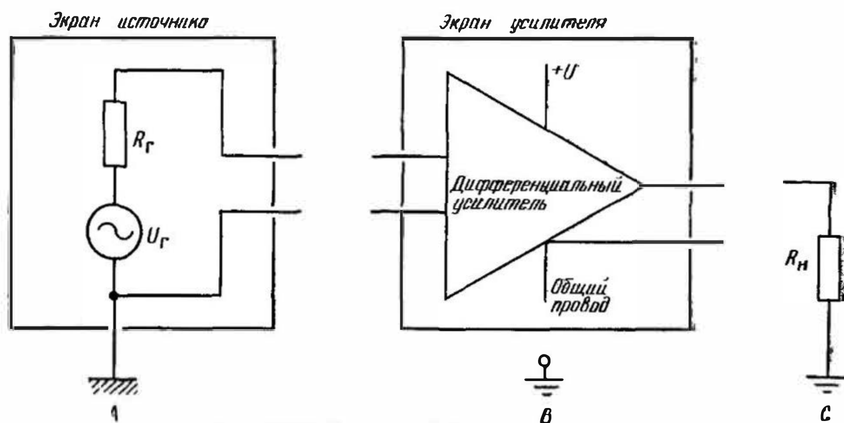
а) Выше какой частоты дроссель не будет влиять заметным образом на передачу сигнала?

б) Насколько дроссель ослабляет разностное напряжение шумов земли[1] на дифференциальном входе на частотах 60, 180 и 300 Гц?

[1] *Иначе говоря, продольную помеху. — Прим. ред.*



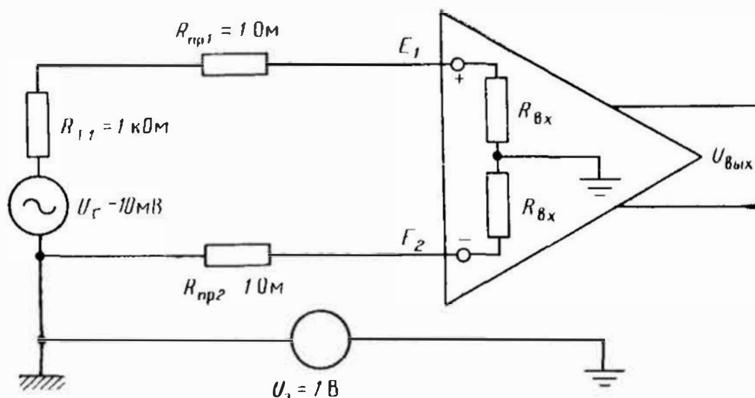
Фиг. П4.8 К задаче 3 4.



Фиг. П4.9. К задаче 3.5.

Задача 3.7. Какое ограничение в показанной на фиг. П4.10 схеме должно налагаться на величину $R_{вх}$ с тем, чтобы на вход дифференциального усилителя поступало напряжение земли[1] величиной не более 0,1% напряжения сигнала $U_г$?

Задача 3.8. В схеме фиг. П4.11 между источником и землей имеется паразитная емкость 200 пФ. Чему равно напряжение шумов на усилителе, если напряжение шумов между двумя точками заземления (*A* и *B*) составляет:



Фиг. П4.10. К задаче 3.7.

а) 100 мВ частотой 60 Гц?
б) 100 мВ частотой 6000 Гц?

Задача 3.9. На фиг. П4.12 показаны принципиальная (*а*) и монтажная (*б*) схемы фильтра нижних частот с высокой частотой среза. Индуктивности выполнены в виде катушек на цилиндрических магнитных сердечниках, конденсаторы — трубчатые.

а) Перечислите недостатки показанной на рисунке монтажной схемы.

б) Предложите другую монтажную схему, где эти недостатки были бы устранены.

Задача 3.10. Для измерения напряжения в мостовой цепи используется цифровой вольтметр с защитным экраном (фиг. П4.13).

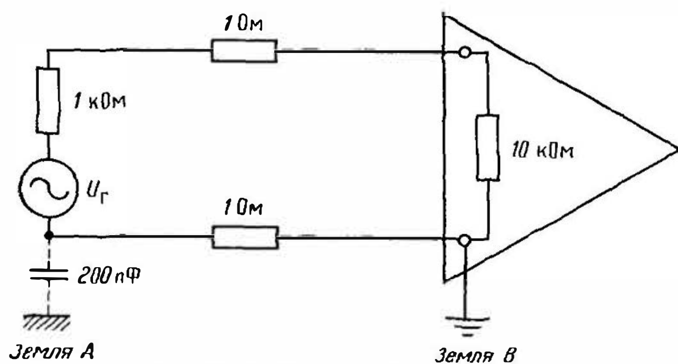
а) Укажите источники синфазного напряжения[2].

б) Куда следует подключить защитный экран и почему?

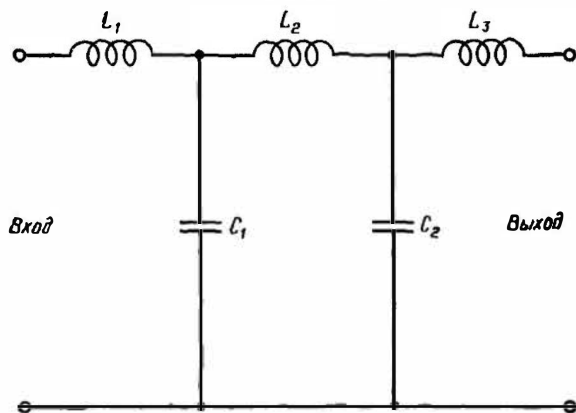
---

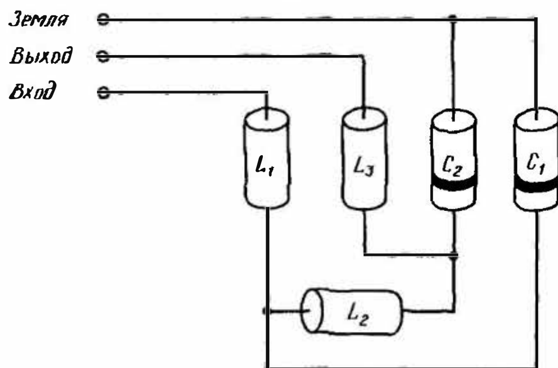
[1] Иначе говоря, поперечная помеха (дифференциальное напряжение шумов), вызванная продольной помехой (разностным напряжением земли). — *Прим. ред.*

[2] Продольной помехи. — *Прим. ред.*



Фиг. П4.11. К задаче 3.8.





Фиг. П4.12 К задаче 3.9.

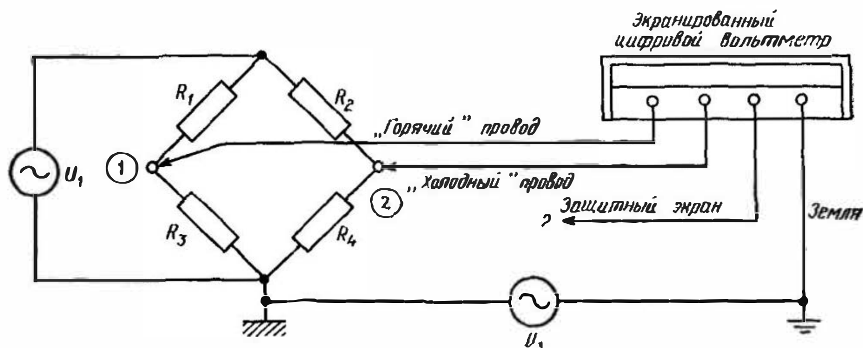
Примечание: правильное решение этой задачи требует внимательных рассуждений и анализа.

Вспомогательное указание: замените схему между точками *1* и *2* эквивалентной схемой Тевенина.

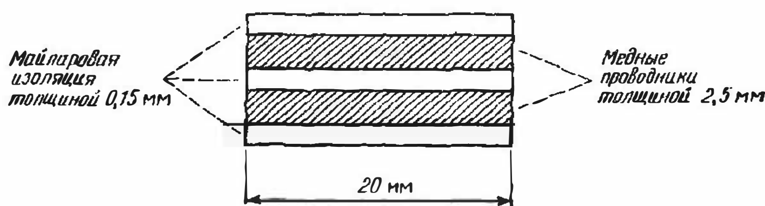
Задача 4.1. Для передачи к нагрузке 10 А постоянного напряжения питания 5 В используется шина (фиг. П4.14) длиной 5 м.

а) Чему равно падение напряжения на шине подводки питания?

б) Чему равно полное характеристическое сопротивление линии передачи?



Фиг. П4 13. К задаче 3 10.

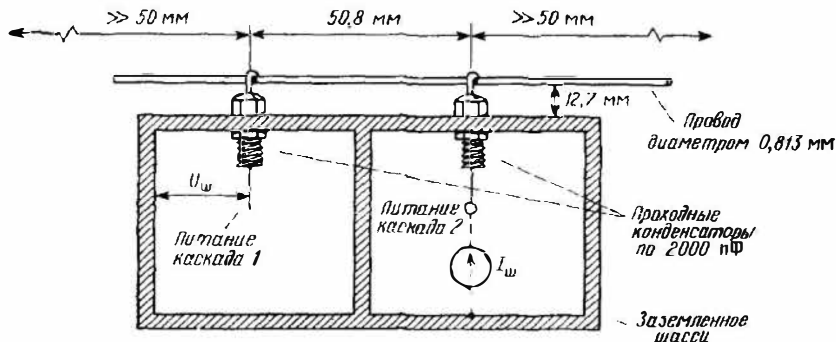


Фиг. П4.14. К задаче 4.1.

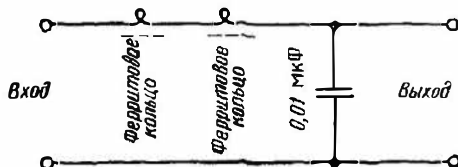
Задача 5.1. Питание на двухкаскадную высокочастотную электронную схему подается по проводнику диаметром $d=0{,}813$ мм и длиной l ($l \gg 50$ мм) через два проходных конденсатора (фиг. П4.15). Каскад *2* схемы работает на частоте 25 МГц, и каждый каскад во избежание взаимной связи заключен в экранированный отсек. В этой схеме индуктивность провода питания образует с двумя проходными конденсаторами резонансную цепь, которая может привести к образованию связи между двумя каскадами.

а) Чему равны резонансная частота и декремент затухания (демпфирования) этой LC-цепи? (Используйте данные по проводам, приведенные в табл. 5.3.)

б) Представив источник шумов в виде эквивалентного источника тока $I_ш(j\omega)$, подключенного ко второму каскаду, как показано на схеме, выведите выражение для соответствующего генератора напряжения шумов $U_ш(j\omega)$, подключенного к первому каскаду.



Фиг. П4.15. К задаче 5.1.



Фиг. П4.16. К задаче 5.2.

в) Определите $|U_ш|$ для $I_ш = 1$ мА и $f = 25$ МГц.

г) Предложите способ уменьшения связи по шумам между каскадами *1* и *2* с использованием ферритовых колец с характеристиками, приведенными на фиг. 5.16. Рассмотрите кольца обоих типов — *1* и *2*. Какое влияние оказывает кольцо на напряжение питания обоих каскадов?

д) Определите $|U_ш|$ при тех же условиях, что и в пункте «в», но для предложенной вами улучшенной схемы.

Задача 5.2. Какое ослабление на частоте состоящий из двух ферритовых колец (тип конденсатора 0,01 мкФ, включенных, как показано на фиг. П4.16?

Задача 5.3. Составьте таблицу отношения сопротивления, оказываемого медным проводником диаметром $d = 0{,}645$ мм перемен-

ному току, к его сопротивлению по постоянному току для следующих частот: 0,2; 0,5; 1; 2; 5; 10 и 50 МГц.

Задача 5.4. Медный проводник имеет прямоугольное поперечное сечение 0,5×2 см.

а) Вычислите сопротивление по постоянному току такого проводника длиной 10 м.

б) Определите сопротивление 10 м такого проводника переменному току частотой 1 МГц.

Задача 6.1. Чему равна величина полного характеристического сопротивления экранов из серебра, латуни и нержавеющей стали на 10 кГц?

Задача 6.2. Определите глубину скин-слоя и потери на поглощение в латунном экране толщиной 1,57 мм на следующих частотах: 0,1; 1,0; 10 и 100 кГц.

Задача 6.3. Учитывая только потери на поглощение, рассмотрите вопрос о конструировании экрана, обеспечивающего ослабление действия поля частотой 60 Гц на 30 дБ.

Задача 6.4. а) Чему равны потери на отражение в медном экране толщиной 0,0254 мм для электрического поля частотой 1000 Гц?

б) Чему будут равны потери на отражение, если толщина экрана увеличится до 0,254 мм?

Задача 6.5. Вычислите эффективность экранирования для медного экрана толщиной 0,381 мм, расположенного на расстоянии 2,5 см от источника магнитного поля частотой 10 кГц?

Задача 6.6. Чему равна эффективность экранирования для экрана, описанного в предыдущей задаче, если он находится в дальнем поле?

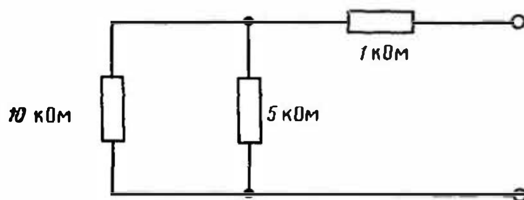
Задача 6.7. Чему равна эффективность экранирования для экрана из алюминия толщиной 0,81 мм, отстоящего на 30 см от источника электрического поля частотой 10 кГц?

Задача 6.8. Экран отстоит от источника электрического или магнитного поля на 15 см. Начиная с какой частоты, следует применять уравнения дальнего поля?

Задача 6.9. Вычислите потери на поглощение магнитного поля частотой 1 кГц тремя различными медными экранами толщиной 0,51, 1,02 и 1,52 мм.

Задача 6.10. Перечислите все, какие только сможете, причины того, почему консервная банка должна быть хорошим экраном на средних и высоких частотах.

Задача 7.1. Катушка реле, имеющая индуктивность 1 Г и сопротивление 400 Ом, питается постоянным напряжением 30 В. Переключатель в цепи управления реле имеет платиновые контакты. Спроектируйте для этой схемы цепь защиты контактов.



Фиг. П4.17. К задаче 8.2.

Задача 7.2. Для стабилитронной схемы защиты (фиг. 7.15,*д*) изобразите для моментов замыкания и последующего размыкания контактов три следующие кривые (предполагается, что контактный пробой отсутствует):

а) напряжение на нагрузке $U_н$;

б) ток в нагрузке $I_н$;

в) напряжение на контактах $U_к$.

Задача 8.1. Вычислите напряжение шумов на резисторе 5000 Ом в системе с полосой пропускания 10 кГц при температуре 27 °С (300 К) и 100 °С (373 К).

Задача 8.2. Вычислите напряжение тепловых шумов, отнесенных к корню квадратному из полосы пропускания, для схемы на фиг. П4.17 при комнатной температуре.

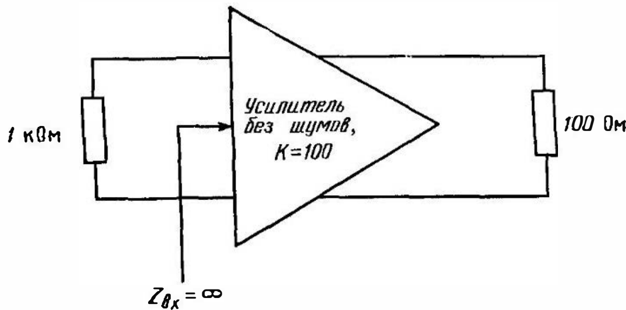
Задача 8.3. Определите напряжение шумов на выходе усилителя в схеме на фиг. П4.18. Предполагается, что усилитель имеет частотную характеристику, эквивалентную:

а) идеальному фильтру нижних частот с частотой среза 2 кГц;

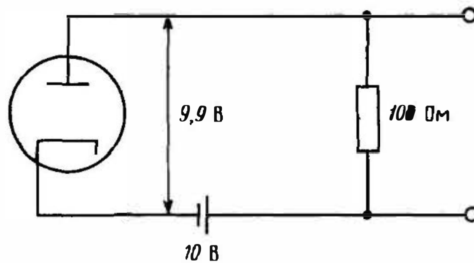
б) идеальному полосовому фильтру с частотами среза 99 и 101 кГц.

Задача 8.4. Чему равно суммарное напряжение шумов на выходных зажимах схемы фиг. П4.19? Учтите влияние дробовых и тепловых шумов в полосе пропускания 2,5 кГц. Диод работает в ограниченном диапазоне температур.

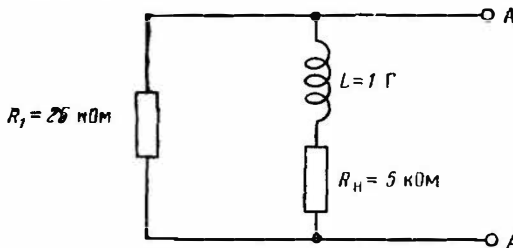
Задача 8.5. Определите напряжение шумов, отнесенное к корню квадратному из полосы пропускания, падающее на зажимах $A—A$ цепи на фиг. П4.20 при комнатной температуре и частоте 1590 Гц.



Фиг. П4.18. К задаче 8.3.



Фиг. П4.19. К задаче 8.4.



Фиг. П4.20 К задаче 8.5.

Задача 9.1. Выведите уравнение (9.3) из (9.1).

Задача 9.2. В каком из указанных ниже транзисторов эквивалентный шум, приведенный ко входу ($U_{ш\,у}/\sqrt{B}$), меньше:

а) у биполярного транзистора с шум-фактором 10 дБ, измеренным при $R_г=10^4$ Ом, или

б) у ПТ с шум-фактором 6 дБ. измеренным при $R_г=10^5$ Ом?

Задача 9.3. Транзистор имеет шум-фактор 3 дБ, измеренный при сопротивлении источника 1 МОм. Чему равно отношение сигнал/шум по мощности на выходе транзистора в схеме, где на транзистор подается входной сигнал 0,1 мВ от источника с сопротивлением 1 МОм? Предполагается, что система имеет эквивалентную полосу пропускания шумов 10 кГц.

Задача 9.4. В спецификации на полевой транзистор приведены следующие шумовые характеристики: эквивалентное входное напряжение шумов составляет $0{,}06 \cdot 10^{-6}$ В/$\sqrt{\text{Гц}}$, а эквивалентный входной ток шумов равен $0{,}2 \cdot 10^{-12}$ А/$\sqrt{\text{Гц}}$.

а) Если ПТ включен в схему с сопротивлением источника 100 Ом и эквивалентной полосой пропускания шумов 10 кГц, то чему равен шум-фактор схемы?

б) Какое наименьшее значение шум-фактора и чему равно при этом $R_г$?

Задача 9.5. Малошумящий предусилитель возбуждается от источника с сопротивлением 10 Ом. В спецификации изготовителя указаны следующие данные для $U_ш$ и $I_ш$ на рабочих частотах:

$$\frac{U_ш}{\sqrt{B}} = 10^{-8} \quad \text{В}/\sqrt{\text{Гц}},$$

$$\frac{I_ш}{\sqrt{B}} = 10^{-13} \quad \text{А}/\sqrt{\text{Гц}}.$$

а) Определите коэффициент трансформации входного трансформатора, при котором характеристики по шумам оптимальны.

б) Вычислите шум-фактор для схемы, в которой используется трансформатор с коэффициентом трансформации, определенным в пункте «а».

в) Чему будет равен шум-фактор при непосредственном подключении предусилителя к источнику сопротивлением 10 Ом?

г) Чему равен коэффициент улучшения отношения сигнал/шум $K_{ул.\,с/ш}$ для этой схемы?

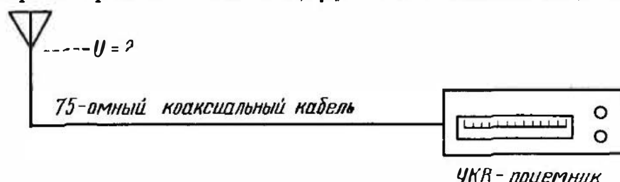
Задача 9.6. На фиг. П4.21 показана антенна, подключенная к приемнику отрезком согласованного коаксиального кабеля 75 Ом Для качественного приема требуется, чтобы отношение сигнал/шум на входе приемника составляло 18 дБ. Шум-фактор приемника равен 8 дБ.

а) Если кабель, соединяющий приемник с антенной, вносит затухание 6 дБ, то какой величины напряжение сигнала должно быть в точке подключения антенны к кабелю, чтобы обеспечить хорошее качество приема? Полоса пропускания приемника составляет 50 кГц.

б) Почему это напряжение значительно меньше того, которое требуется в случае телевизионного приемника (см. пример 9.2)?

Задача 9.7. Определите шум-фактор для системы при температуре шумов $T_{экв}$, равной 290 К.

Задача 9.8 Транзистор работает на частоте $f \ll f_\alpha$ и имеет следующие параметры: $r' = 50$ Ом, $\beta_0 = 100$. Вычислите, чему равны



Фиг П4 21 К задаче 9 6

минимальное значение коэффициента шумов и сопротивление источника, при котором оно наблюдается, при токе коллектора 10 мкА и 1 мА.

Примечание: $r_э \approx 26/I_к$ (мА)[1].

Задача 9.9. Полевой транзистор с p—n-переходом имеет следующие параметры, измеренные на частоте 100 МГц: $g_{fs} = 1{,}5 \cdot 10^{-3}$ Ом$^{-1}$ и $g_{11} = 0{,}8 \cdot 10^{-3}$ Ом$^{-1}$. Если транзистор включить в схему с сопротивлением источника 1000 Ом, чему будет равен шум-фактор?

Задача 9.10. Выведите уравнение (9.37). Для этого воспользуйтесь эквивалентной схемой на фиг. 9.4 и уравнением (9.1).

Задача 9.11. Выведите уравнение (9.40), используя эквивалентную схему фиг. 9.4.

---

[1] $r_э$ при этом получается в омах. — *Прим. ред.*

Приложение 5

ОТВЕТЫ К ЗАДАЧАМ

Примечание: Для некоторых задач, помещенных в приложении 4, существует несколько решений. Поэтому приведенные здесь решения не следует рассматривать как единственно возможные.

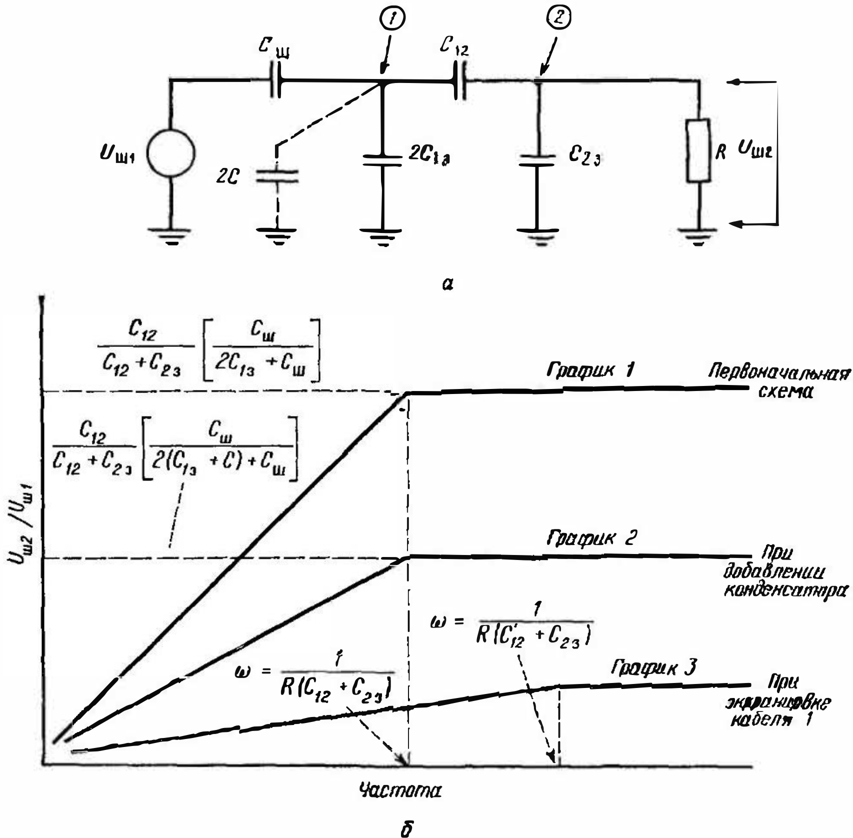
1.1.

Источник шумов	Канал связи	Приемник
Дуговой разряд в переключателе	Излучение	Термопара У1 У2
	Излучение + проводимость	У1 У2
Переходный ток нагрузки	Излучение	Термопара У1 У2
	Общее сопротивление батареи + проводимость	У1 У2
	Общее полное сопротивление земли	У1 У2
	Излучение + проводимость	У1 У2
Ток нагрузки в установившемся режиме	Общее сопротивление земли	У1 У2
Магнитное поле катушки индуктивности	Излучение	Термопара У1 У2
	Излучение + проводимость	У1 У2

2.1. а) 2,5 В; б) 314 мВ; в) 15,7 мВ.

2.2. а) 187 мВ; б) 12,6 мВ; в) 628 мкВ.

2.3. Эквивалентная схема связи по шумам показана на фиг. П5.1, *а*. Для упрощения решения задачи примем, что $2C_{13} \gg C_{12}$.



Фиг. П5.1. Ответ к задаче 2.3.

а) Кусочно-линейная аппроксимация зависимости $U_{ш2}/U_{ш1}$ от частоты показана на фиг. П5.1, *б* (график *1*).

б) Если добавить конденсаторы *C*, это будет эквивалентно увеличению $2C_{13}$, что приведет к уменьшению связи по шумам, однако частота точки перегиба[1] при этом не изменится (график *2* на фиг. П5.1, *б*).

[1] Сопрягающая частота. — *Прим. ред.*

в) Экранирование кабеля *1* уменьшает C_{12} до C'_{12}. Это еще более уменьшает связь по шумам и увеличивает частоту точки перегиба, что видно из графика *3*. Другой эффект от экранирования — увеличение емкости $2C_{13}$, что еще сильнее уменьшает связь по шумам.

2.4. 376 мкВ.

2.5. Наводки от магнитного поля на участках платы, где перекрещиваются провода, имеют противоположную полярность (фиг. П4.5,*в*); тем самым напряжения шумов компенсируются.

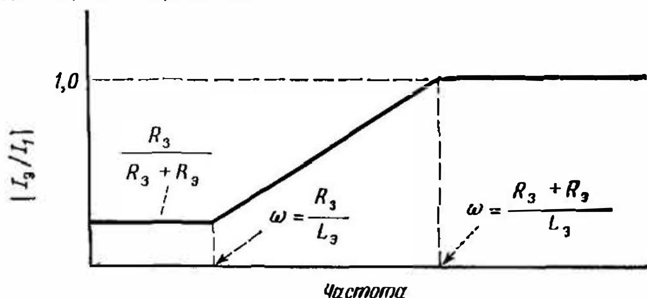
2.6.

$$K_э = \frac{R_э/L_э}{j\omega + R_э/L_э}.$$

Указание: из уравнения (2.17) $M = L_э$.

3.1. а) График показан на фиг. П5.2.

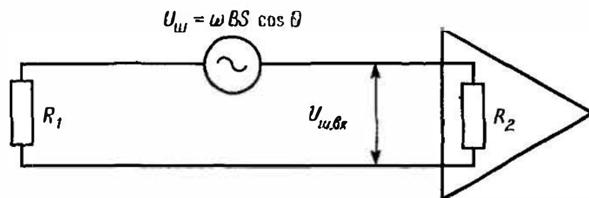
б) $f_{98\%} = 5(R_з + R_э)/2\pi L_э$.



Фиг П5 2 Ответ к задаче 3 1.

3.2. Добавление магнитного материала увеличивает индуктивность экрана и тем самым снижает частоту среза экрана.

3.3. Для магнитной связи справедлива эквивалентная схема показанная на фиг. П5.3.



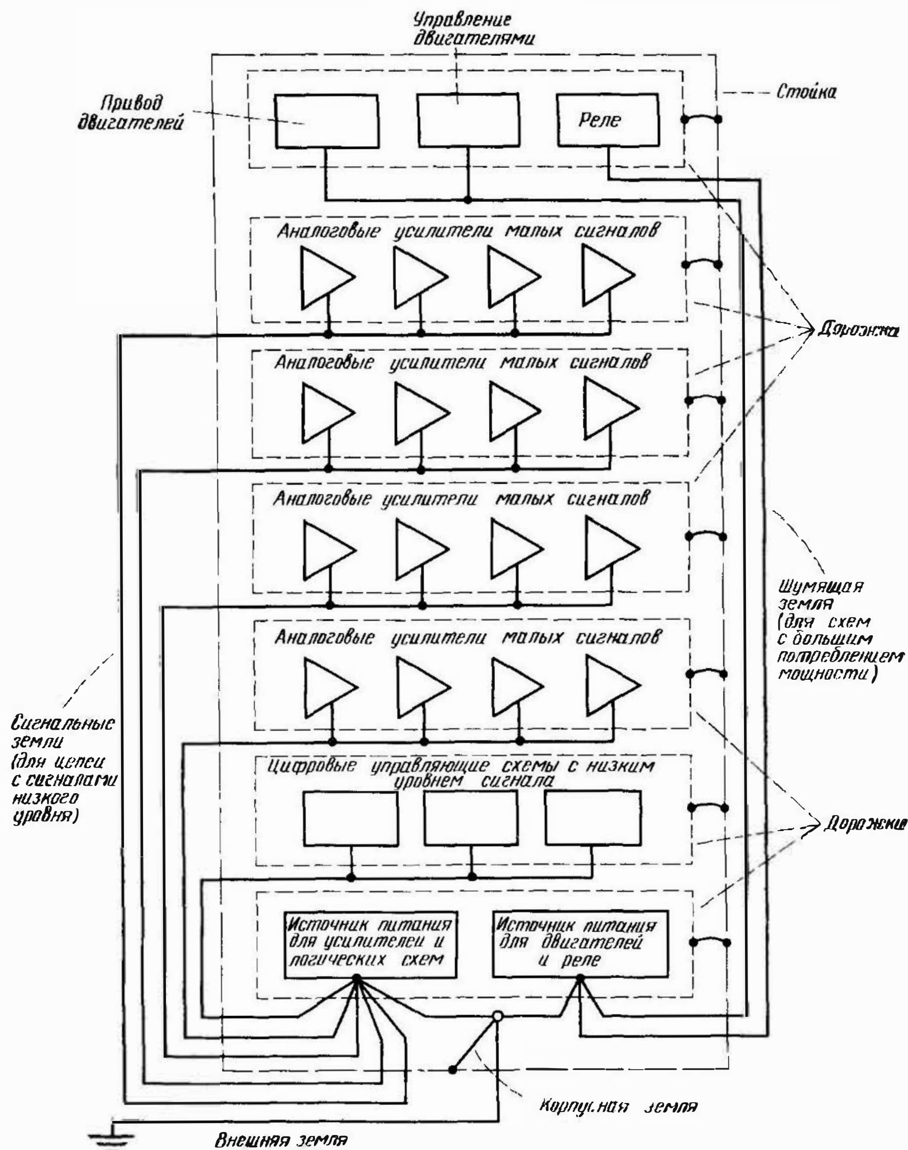
Фиг П5 3 К ответу к задаче 3 3.

а) $U_{ш.вх} = U_ш R_2/(R_1 + R_2)$.

б) Суммарное напряжение $U_ш$, наводимое на схему магнитным полем, не зависит от величины сопротивлений R_1 и R_2. Однако

распределение этого напряжения между резисторами R_1 и R_2 является функцией отношения их сопротивлений.

3.4.



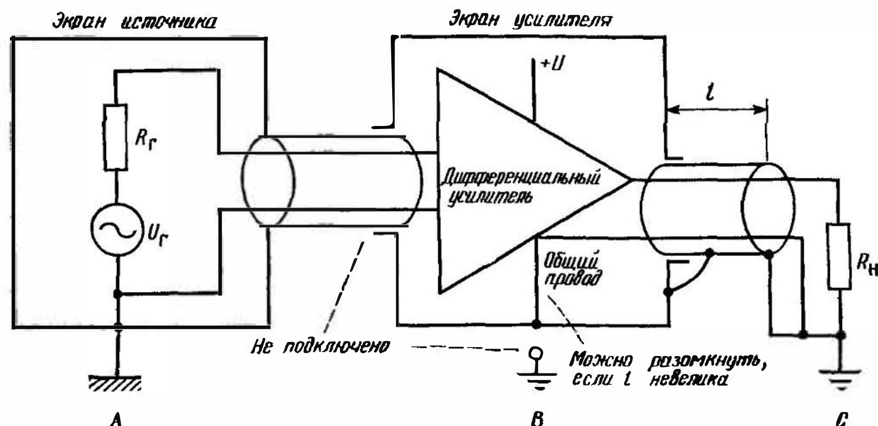
Фиг. П5.4. Ответ к задаче 3.4.

3.5. Показанная на фиг. П5.5 схема соединений имеет следующие особенности:

входной экран заземлен на источнике;

на выходном экране имеется только одна точка заземления;

экран усилителя соединен с общим проводом усилителя;



Фиг. П5.5. Ответ к задаче 3.5.

выходной экран соединен с землей нагрузки;

на выходном экране только одна точка заземления;

защита от дифференциальных шумов земли обеспечивается большим входным сопротивлением усилителя.

3.6. а) выше 90,4 Гц; б) на 10,8 дБ на частоте 60 Гц, на 20 дБ на 180 Гц и на 24 дБ на 300 Гц.

3.7. $R_{вх} \geqslant 100$ МОм.

3.8. а) $6{,}85 \cdot 10^{-9}$ В; б) $6{,}85 \cdot 10^{-7}$ В.

3.9. а) максимум связи наблюдается между L_1 и L_3, поскольку они расположены близко и параллельно друг другу;

между входным и выходным проводниками имеется большая емкость;

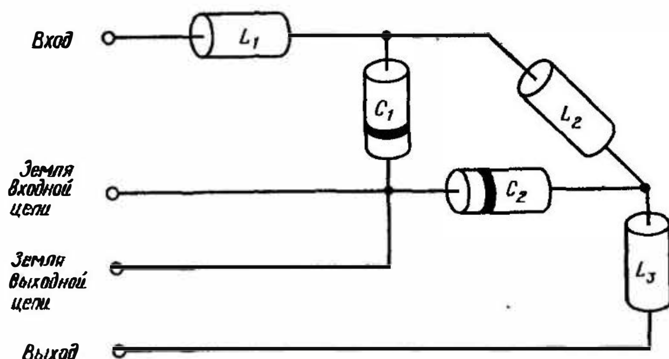
провод заземления — общий для входа и выхода;

внешние обкладки (выводы с кольцевой маркировкой) конденсаторов C_1 и C_2 не заземлены (см. фиг. 5.4);

паразитная емкость, шунтирующая L_2, увеличивается за счет того, что проводник, соединяющий L_1 с C_1, и проводник, соединяющий L_3 с C_2, расположены близко к L_2 и параллельно ей;

длинный проводник, соединяющий L_1 с C_1, увеличивает индуктивность, включенную последовательно с C_1, снижая тем самым частоту собственного резонанса контура L_1C_1.

б) См. фиг. П5.6.



Фиг П5 6 Ответ к задаче 3.9.

3.10. а) U_3 и та часть U_1, которая падает на $R_4(U_1'')$.

б) Эквивалентная схема по Тевенину для цепи с зажимами *1* и *2* представлена на фиг. П5.7, *а*. Идеальным было бы подключение защитного экрана к точке *A*, однако в реальной схеме эта точка отсутствует. Имеются, следовательно, два альтернативных решения:

1) подключение защитного экрана к точке *B*;

2) создание новой точки с тем же потенциалом, что и в точке *A*, с последующим подключением к этой точке защитного экрана (фиг. П5.7, *б*). (Такое решение представляется наилучшим.) R_5 и R_6 должны удовлетворять следующим соотношениям:

$$\frac{R_6}{R_5+R_6}=\frac{R_4}{R_4+R_2} \text{ и } R_5+R_6 \ll R_4+R_2.$$

4.1. а) 34,5 мВ; б) 1,26 Ом.

5.1. а) $\xi=1{,}31\cdot10^{-4}$, $f_p=25$ МГц.

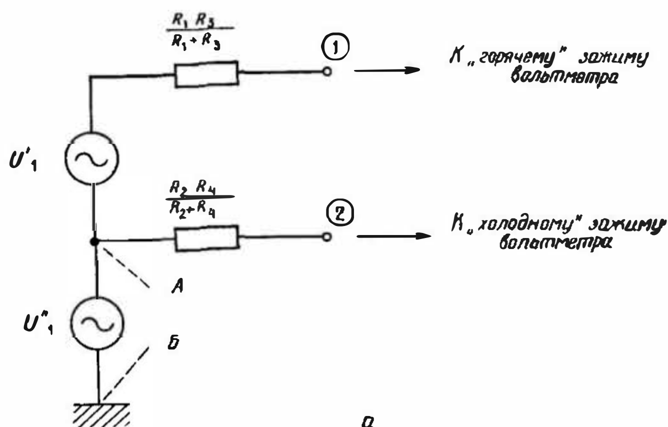
б)

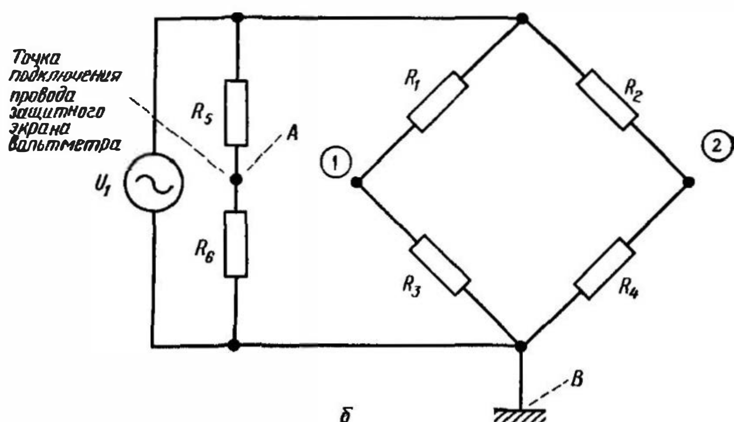
$$U_ш=\frac{I_ш}{2j\omega C\,[(j\omega)^2LC/2+j\omega RC/2+1]}.$$

в) $U_ш=43{,}8$ мВ.

г) На провод питания между проходными конденсаторами следует надеть ферритовое кольцо типа *1*.

$$U_1'=\left(\frac{R_3}{R_1+R_3}-\frac{R_4}{R_2+R_4}\right)U_1;\ U_1''=\frac{R_4}{R_2+R_4}\,U_1.$$





Фиг П5.7. Ответ к задаче 3.10.

д) При использовании кольца типа *1*, действие которого на частоте 25 МГц эквивалентно включению в цепь резистора 75 Ом, $U_ш = 0{,}14$ мВ.

5.2. 21,2 дБ.

5.3. Для $d = 0{,}645$ мм

5.4. а) $R_= = 1{,}72 \cdot 10^{-3}$ Ом; б) $R_{1\ МГц} = 0{,}104$ Ом.

6.1.
Серебро: $|Z_э| = 3{,}6 \cdot 10^{-5}$ Ом.
Латунь: $|Z_э| = 7{,}2 \cdot 10^{-5}$ Ом.
Нержавеющая сталь: $|Z_э| = 5{,}8 \cdot 10^{-3}$ Ом.

Частота, МГц	$R_{\sim}/R_{=}$
0,2	1,35
0,5	1,98
1	2,69
2	3,70
5	5,70
10	7,95
50	17,47

6.2.

Частота, кГц	Глубина скин слоя, мм	Потери на поглощение, дБ
0,1	12,90	1,1
1	4,06	3,3
10	1,27	10,6
100	0,51	33,4

6.3. При использовании неферромагнитного материала потребуется экран толщиной 30,5 мм или более; это неприемлемо с практической точки зрения.

При использовании стали экран должен иметь толщину 3 мм, что значительно лучше. Можно также использовать материал с высокой магнитной проницаемостью, например мю-металл; в этом случае потребуется толщина еще меньше, чем для экрана из стали.

6.4. а) 138 дБ; б) 138 дБ[1].

6.5. 24 дБ.

6.6. 133 дБ.

6.7. 134 дБ.

6.8. $>$313 МГц.

---

[1] Потери на отражение, как видно из выражения (6.23б), не зависят от толщины экрана. — *Прим. перев.*

6.9.

Толщина, мм	Потери на поглощение, дБ
0,508	2,11
1,016	4,23
1,524	6,34

6.10.
Стальные стенки обеспечивают хорошее поглощение.
Луженое покрытие увеличивает потери на отражение.
Многослойный экран (олово — сталь — олово).
Паяные стыки.
Плотно одевающаяся крышка (хороший контакт).

7.1. Параллельно нагрузке или контактам подключить цепь из последовательно соединенных резистора 270 Ом и конденсатора 0,1 мкФ.

7.2. Приближенные формы кривых показаны на фиг. П5.8.

8.1. а) $0{,}91 \cdot 10^{-6}$ В; б) $1{,}01 \cdot 10^{-6}$ В.

8.2. $8{,}33 \cdot 10^{-9}$ В/$\sqrt{\text{Гц}}$.

8.3. а) 179 мкВ; б) 179 мкВ.

8.4. $1{,}1 \cdot 10^{-7}$ В.

8.5. $10 \cdot 10^{-9}$ В/$\sqrt{\text{Гц}}$.

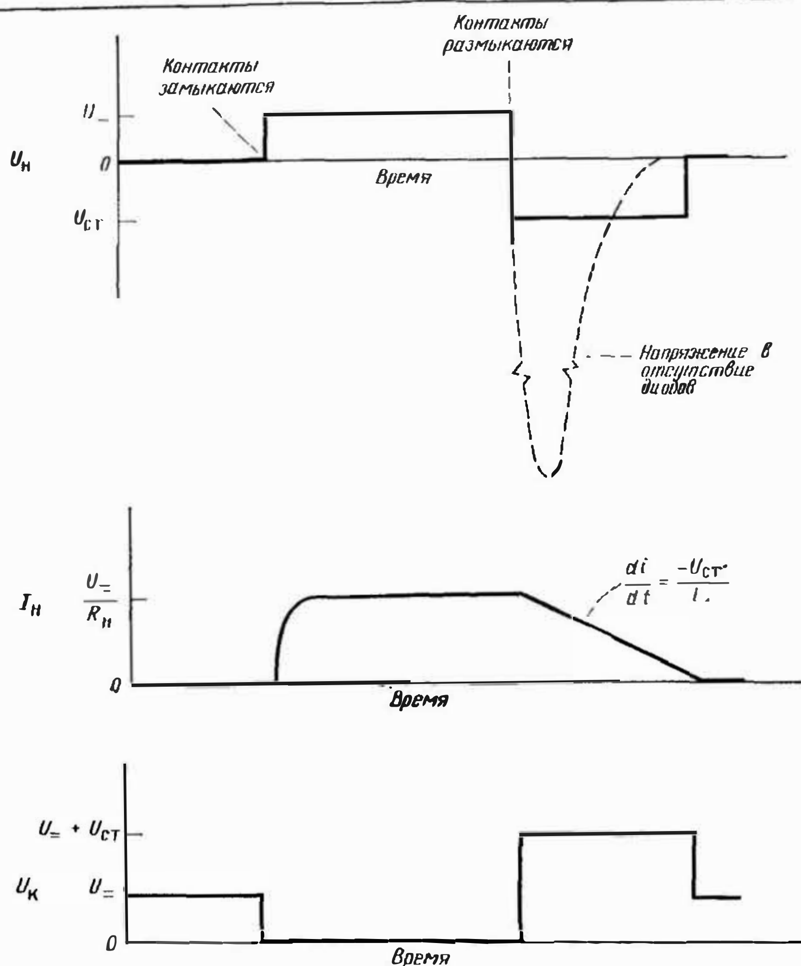
9.2. У биполярного транзистора $U_{\text{ш. у}}/\sqrt{\text{В}} = 3{,}8 \cdot 10^{-8}$ В/$\sqrt{\text{Гц}}$; у ПТ $U_{\text{ш. у}}/\sqrt{\text{В}} = 7 \cdot 10^{-8}$ В/$\sqrt{\text{Гц}}$. Таким образом, у биполярного транзистора эквивалентный входной шум ниже, чем у ПТ.

9.3. 14,9 дБ.

9.4. а) $F_{\text{ш}} = 33{,}5$ дБ; б) $F_{\text{ш. мин}} = 4$ дБ при $R_{\text{г. опт}} = 300$ кОм.

9.5. а) Коэффициент трансформации равен 100; б) $F_{\text{ш}} = 0{,}5$ дБ; в) $F_{\text{ш}} = 27{,}9$ дБ; г) $K_{\text{ул. с/ш}} = 556$.

9.6. а) 5 мкВ. б) Присущая ЧМ-приему помехозащищенность позволяет работать при более низком отношении сигнал/шум, а линия передачи 75 Ом имеет меньшие тепловые шумы, чем система 300 Ом. Кроме того, более узкая полоса пропускания приводит к ограничению шумов, проникающих в систему.



Фиг. П5.8. Ответ к задаче 7.2.

9.7. $F_ш=3$ дБ.

9.8. а) $K_ш=1{,}11$; $R_г=26{,}5$ кОм.
б) $K_ш=1{,}25$; $R_г=572$ Ом.

9.9. $F_ш=6$ дБ.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Амплитудный фактор 228, 236
Анализ электрических цепей 25
Антенна петлевая 58
— штыревая 157
— щелевая 86

Волна плоская 158, 162, 169
Волновод 186
Вольтметр пиковый 237
— средних значений 236
Время отпускания реле 211
«Всплеск» индуктивного напряжения 201

Декремент затухания 120
Децибел 271
Диод шумовой 243
Длительность фронта импульса 127
Дребезг контактов 201, 212, 217
Дроссель симметрирующий 85

Заземление 66
— в одной точке 69—72, 73, 80
— высокочастотное 72, 92
— гибридное 93
— защитное 67, 70, 75
— комбинированное 93
— многоточечное 72
— низкочастотное 73
— экрана кабеля 40, 44, 51, 54, 56, 57, 80, 82
— — — высокочастотное 92
— — — низкочастотное 80, 92
— — усилителя 79
Запас помехоустойчивости 130
Защита контактов 194
— — в цепях емкостных нагрузок 199, 200
— — — — индуктивных нагрузок 201, 207, 212, 216
— — — — ламп накаливания 199
— — — — переменного тока 198, 212
— — — — резистивных нагрузок 217
— — — — электродвигателей 199, 200
Земля в силовой сети 68, 69
— корпусная 74, 75
— сигнальная 73, 75
— шумящая 73

Излучение электромагнитное 29, 35, 156
Измерение белого шума 236
— коэффициента шума 242
— шумов 236, 274
— $U_ш$ и $I_ш$ 248
Измеритель действующих значений 236
Индуктивность взаимная 41, 44
— внешняя 147
— проводника 69, 146
— собственная 46
— экрана 45
Интегральные микросхемы аналоговые 264
— — цифровые 127
Искажения 18
Источник питания незаземленный 77
Источник шумов 24
— — внутренних 18, 222

Кабель коаксиальный 45, 53, 60, 83, 109
— «малошумящий» 31
— триаксиальный 61
Канал связи по шумам 24, 25
Ключ транзисторный 216
Кольца ферритовые 149
Конденсатор бумажный 136
— допустимое напряжение пульсаций 135
— керамический 136
— майларовый 136
— неполярный 135

— полистирольный 137
— поляризованный 135
— проходной 125, 126, 139, 154
— развязки 114, 119, 128
— слюдяной 136
— частота собственного резонанса 133
— эквивалентная схема 134
— электролитический алюминиевый 134
— — танталовый 136
Контакты, долговечность 199
— дребезг 201, 212, 217
— материалы 198
— паспортные данные 199
— пробой 194
Контур заземления 55, 66, 75, 83, 87, 89, 92, 103, 112
Коррозия 29
Коэффициент интегрального шума 241
— корреляции 235, 245
— ослабления синфазного сигнала (КОСС) 109
— улучшения отношения сигнал/шум 253
— шума, вычисление 249
— — минимальный 250, 251, 261
— — многокаскадных схем 253
— — определение 239
— — полевого транзистора 263
— — спектральный 241
— — средний 241
— — транзистора 259

Логарифмы, свойства 271
Линия связи источника питания с нагрузкой 113

Модель с генераторами $U_ш$ и $I_ш$ 245, 248, 261, 264, 266
Модель шумов интегральной микросхемы 266
— — полевого транзистора 261
— — резистора 224
— — транзистора 260
Мощность шумов на согласованной нагрузке 226
Мю-металл 179, 183

Наводки при перемещении проводников 31
Напряжение дифференциальное 109
— дуговое минимальное 197
— синфазное (продольное) 86
— шумов входное эквивалентное 244, 245, 247, 261, 264, 267
— — устройства 245, 247
Нормирование помех 19

Операционный усилитель, коэффициент шума 269
— — напряжение шумов суммарное входное 265, 267
— — шумы 264
Оптрон 89
Ориентация цепей 36, 43
Осциллограф 237
Отверстия в экране 185, 186, 188, 191
Отношение сигнал/шум 239
Отражение многократное 175, 281

Пара витая 43, 56, 57, 60, 83, 109
Пик-фактор 228, 236
Повторитель эмиттерный 122
Поле ближнее 29, 35, 156, 170
— высокоомное *см.* Поле электрическое
— дальнее 29, 35, 156, 169
— излучения 156
— магнитное 158, 174, 177
— низкоомное *см* Поле магнитное
— электрическое 156, 173
— — в замкнутом контуре 42, 51
Полоса пропускания системы 126
— — шумов 229
Помеха, определение 18
Помехи перекрестные 89, 276
— электромагнитные 13
Постоянная Больцмана 222
Потери на отражение 161, 167
— — — магнитного поля 174
— — — плоских волн 169
— — — электрического поля 173
— — поглощение 161, 163, 179
Приборы измерительные с защитным экраном 99
Приемник шумов 24
Пример защитного экранирования 97
— избирательного экранирования 58
— использования в расчетах значения шум-фактора 255
— подавления шумов дифференциальным усилителем 78
— — — изоляцией источника сигналов 78

— подключения защитного экрана в измерительном приборе 102
— расчета волнового сопротивления шины разводки питания 117
— — коэффициента шума многокаскадной схемы 254
— — эквивалентной полосы шумов 229
— цепи защиты контактов 218
Принципы защиты контактов 203
Пробой между контактами 194
Проводимость удельная меди 161
— — относительная 163
Прокладка электромагнитной защиты 189
Проницаемость диэлектрическая 116, 161
— магнитная 146, 161, 163, 179
Процесс гальванический 29
— электролитический 31

Развязка логических схем 128, 129
— по питанию 112, 119
— усилителя 121
Разность потенциалов точек заземления 54, 66, 77, 80, 87, 89, 92, 109, 112
Разряд в вакууме 195
— дуговой 195, 207, 214
— — в цепях постоянного и переменного тока 197, 198
— — энергия 198
— таунсендовский 194
— тлеющий 194, 197, 204, 214
Разъемы 103
Распределение гауссово (нормальное) 227, 233, 234
Резистор, номинальная мощность рассеяния 145
— переменный 145
Ряд гальванический 30

Связь емкостная 34—41, 54, 61, 107
— — через общее сопротивление 27, 62
— — — трансформатор 141
— индуктивная 35, 41, 44
— через магнитное поле *см.* Связь индуктивная
Сетка вентиляционная 191
Симметрирование при помощи трансформаторов 111, 112
Системы модуляции 126
Скин-слой 34, 163
Скин-эффект 61, 146
Сложение напряжений шумов 235
Совместимость электромагнитная 17
Сопротивление источника оптимальное 251
— полное характеристическое среды 162
— — экрана 162
— проводника переменному току 148
— — волновое 115, 116
— удельное 113
Стыки в экранах 185
Суммирование мощностей, выраженных в децибелах 277
Схема эквивалентная катушки индуктивности 140
— — конденсатора 134
— — резистора 143
— — связи через магнитное поле 26
— — — — электрическое поле 26

Таблица амплитудного фактора шумов 228
— внешней индуктивности и сопротивления медных проводников 147
— гальванического ряда 30
— глубины скин-слоя некоторых материалов 164
— диэлектрической проницаемости различных веществ 115
— корректирующего коэффициента многократного отражения 282
— нормирования чувствительности к излучаемому электрическому полю 23
— определение суммы двух мощностей 278
— полного сопротивления углеродистого резистора 144
— связи полосы на уровне —3 дБ с полосой пропускания шумов 232
— сравнения показаний различных измерителей шумов 276
— удельной проводимости и магнитной проницаемости различных материалов 163
— характеристик дугового разряда 197
— — приборов для измерения белого шума 237
— — цифровых логических схем 130
— частот собственного резонанса керамических конденсаторов 139
— экранирующих свойств сплошных экранов 192
Тангенс угла потерь в диэлектрике 133

Температура шумов 256
Теория цепей, применение 25, 34
Ток дифференциальный 85
— дуговой минимальный 197
— синфазный (продольный) 85
— экрана 53, 61, 62, 159, 185
Точка эквипотенциальная 66

Уравнения Максвелла 25, 27
Уровень отсчета напряжений 66
Усилитель дифференциальный 82, 89, 97, 106
— несимметричный 89, 97
— параметрический 223
— самовозбуждение 121, 122
— экранирование 79

Федеральная комиссия связи 19
Фильтр верхних частот 125
— индуктивно-емкостный 120
— развязывающий 119, 125
— рассеивающий 120
— реактивный 120
— резистивно-емкостный 120, 125
— резонансный 120
Фликер-шум *см.* Шумы вида 1/f
Функции весовые измерителей шумов 274
Функция плотности распределения вероятностей 228

Цепи защиты контактов варисторные 211
— — — диодные 211, 216, 218
— — — емкостные 207, 212
— — — резистивно-емкостные 211, 212, 218
— — — резистивно-емкостно-диодные 216, 218
— — — рекомендации по выбору 218
— — — со стабилитронами 212
Цепь возвратного тока 51
— резонансная 207, 215

Частота среза волновода 187
— — экрана 47, 50, 54
Чувствительность к наводкам, нормирование 20
— — — определение 18
Шины распределения питания 117
Шум белый 227, 233, 241
— определение 18
Шумы активных элементов 239
— вида 1/f 233, 258, 260, 261, 264
— дробовые 143, 232, 243, 259
— джонсоновские 222
— избыточные 233
— импульсные 234
— контактные 143
— наводимые на провода 27
— низкочастотные 233
— операционного усилителя *см.* Операционный усилитель
— полевых транзисторов 261
— резистора 143, 222, 224
— тепловые 143, 222, 227, 259
Шум-фактор 241

Экран защитный 94
— из алюминиевой фольги 48, 62
— — магнитного материала 179
— листовой 156
— многослойный 181
— электростатический 141
Экранирование избирательное 58
— проводников 34
— усилителей 79
Электротехнические нормы и правила 68
Элементы схем, индуктивности 139
— — конденсаторы 133
— — проводники 146
— — резисторы 143
— — трансформаторы 141
— — ферритовые кольца 149
Эффект трибоэлектризации 31

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие редактора перевода . . . 5
Предисловие . . . 7
Обозначения . . . 9

Глава 1. Проблема помех . . . 13

Проектирование с учетом электромагнитной совместимости . . . 17
Определения . . . 18
Нормирование . . . 19
Типичные пути проникновения шумов . . . 24
Применение теории цепей . . . 25
Способы проникновения шумов . . . 27
Шумы, наводимые на провода . . . 27
Связь через общее сопротивление . . . 27
Электрические и магнитные поля . . . 29
Второстепенные источники шумов . . . 29
Гальванический процесс . . . 29
Электролитический процесс . . . 31
Трибоэлектрический эффект . . . 31
Перемещение проводника . . . 31
Методы устранения помех . . . 32
Выводы . . . 32
Список литературы . . . 33

Глава 2. Экранирование проводников . . . 34

Емкостная связь . . . 35
Влияние экрана на емкостную связь . . . 38
Индуктивная связь . . . 41
Магнитная связь между экраном и заключенным в него проводником 44
Экранирование для предотвращения излучения магнитных полей . . . 48
Экранирование приемника от магнитных полей . . . 51
Экспериментальные данные . . . 54
Коэффициент экранирования . . . 58
Пример избирательного экранирования . . . 58
Сравнение коаксиального кабеля и экранированной витой пары . . . 60
Экраны в виде оплетки . . . 62
Однородность тока в экране . . . 62
Выводы . . . 64
Список литературы . . . 64

Глава 3. Заземление . . . 66

Защитное заземление . . . 67
Сигнальные земли . . . 69
Система заземления в нескольких точках . . . 72

Практические системы низкочастотного заземления 73
Корпусные земли 75
Выбор опорной земли схемы 77
Экранирование усилителей 79
Заземление экранов кабелей 80
Изолирующие и нейтрализующие трансформаторы 83
Оптроны 89
Дифференциальные усилители 89
Заземление экрана на высоких частотах 92
Защитное экранирование 94
Измерительные приборы с защитным экраном 99
Кабели и разъемы 103
Выводы 104
Список литературы 104

Глава 4. Другие методы шумоподавления 106

Симметрирование 106
Развязка по питанию 112
Развязывающие фильтры 119
Развязка усилителя 121
Высокочастотная фильтрация 125
Полоса пропускания системы 126
Модуляция и кодирование 126
Цифровые схемы 127
Выводы 130
Список литературы 131

Глава 5. Пассивные элементы 133

Конденсаторы 133
Индуктивности 139
Трансформаторы 141
Резисторы 143
Шумы в резисторах 143
Проводники 146
Ферритовые кольца 149
Выводы 154
Список литературы 154

Глава 6. Эффективность экранов из тонколистовых металлов 156

Ближние и дальние поля 156
Эффективность экранирования 159
Полные характеристическое и волновое сопротивления . . . 161
Потери на поглощение 163
Потери на отражение 167
Потери на отражение плоских волн 169
Суммарные потери плоских волн на поглощение и отражение . . . 170
Потери на отражение в ближнем поле 170
Потери на отражение электрического поля 173
Суммарные потери на поглощение и отражение для электрического поля 174
Потери на отражение магнитного поля 174
Многократное отражение в тонких экранах 175
Суммарные потери на поглощение и отражение для магнитного поля 177
Сводка уравнений для экранирования 179
Магнитный материал как экран 179
Экспериментальные данные 182

Стыки и отверстия 185
Волновод на частоте ниже частоты среза 186
Круглые отверстия 188
Проводящие прокладки 189
Выводы 191
Список литературы 192

Глава 7. Защита контактов 194

Тлеющий разряд 194
Дуговой разряд 195
Сравнение цепей переменного и постоянного тока 197
Материал контактов 198
Паспортные данные на контакты 199
Нагрузки, создающие большие всплески тока 199
Индуктивные нагрузки 201
Принципы защиты контактов 203
Подавление переходных процессов при индуктивных нагрузках . . 207
Цепи защиты контактов при индуктивных нагрузках 212
Емкостная цепь 212
RC-цепь 212
RC-цепь с диодом 216
Индуктивные нагрузки, управляемые транзисторным ключом . . . 216
Защита контактов при резистивной нагрузке 217
Рекомендации по выбору цепей защиты контактов 218
Примеры 218
Выводы 220
Список литературы 221

Глава 8. Внутренние источники шумов 222

Тепловой шум 222
Характеристики тепловых шумов 227
Эквивалентная полоса пропускания шумов 229
Дробовой шум 232
Контактные шумы 233
Импульсные шумы 234
Сложение напряжений шумов 235
Измерение случайных шумов 236
Выводы 238
Список литературы 238

Глава 9. Шумы активных элементов 239

Коэффициент шума 239
Измерение коэффициента шума 243
Определение отношения сигнал/шум и напряжения входных шумов по коэффициенту шума 244
Модель с генераторами напряжения и тока шумов 245
Измерение $U_ш$ и $I_ш$ 248
Вычисление коэффициента шума и отношения сигнал/шум по $U_ш$ и $I_ш$ 249
Оптимальное сопротивление источника 251
Коэффициент шума многокаскадных схем 253
Температура шумов 256
Шумы биполярных транзисторов 258
Коэффициент шума транзистора 259
$U_ш$ и $I_ш$ для транзистора 261

Шумы полевых транзисторов с p—n-переходом 262
Коэффициент шума полевого транзистора 263
$U_ш$ и $I_ш$ полевого транзистора 264
Шумы в интегральных операционных усилителях 264
Параметры ОУ по шумам 267
Коэффициент шума ОУ 269
Выводы 270
Список литературы 270

Приложение 1. Децибелы 271

Использование децибел для выражения отношений других величин, отличных от мощности 271
Ослабление мощности, или отрицательное усиление по мощности 273
Абсолютный уровень мощности 273
Измерение шумов 274
Единицы для измерения перекрестных помех 276
Суммирование мощностей, выраженных в децибелах 277

Приложение 2. Краткие рекомендации по использованию технических приемов шумоподавления 279

Приложение 3. Многократное отражение магнитных полей в тонких экранах 281

Приложение 4. Задачи 284

Приложение 5. Ответы к задачам 300

Предметный указатель 310

УВАЖАЕМЫЙ ЧИТАТЕЛЬ!

Ваши замечания о содержании книги, ее оформлении, качестве перевода и другие просим присылать по адресу: 129820, Москва, И-110, ГСП, 1-й Рижский пер., д. 2, издательство «Мир».

Г. Отт

МЕТОДЫ ПОДАВЛЕНИЯ ШУМОВ
И ПОМЕХ В ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ

Научный редактор Л. А. Паршина
Младший научный редактор М. В. Архипова
Художник В. Я. Поздняков
Художественный редактор Л. Е. Безрученков
Технический редактор Л. Б. Бирюкова
Корректор М. А. Смирнов

ИБ № 1069

Сдано в набор 19.09.78. Подписано к печати 23.11.78. Формат $60\times90^1/_{16}$. Бумага типографская № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Объем 10 бум. л. Усл. печ. л. 20. Уч.-изд. л. 18,96 Изд. № 20/9572 Тираж 14 000 экз. Зак. 857
Цена 1 р. 60 к

Издательство «Мир»
Москва, 1-й Рижский пер., 2.

Московская типография № 11 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, 113105, Нагатинская ул., д. 1.

УВАЖАЕМЫЙ ЧИТАТЕЛЬ!

Ваши замечания о содержании книги, ее оформлении, качестве перевода и другие просим присылать по адресу: 129820, Москва, И-110, ГСП, 1-й Рижский пер., д. 2, издательство «Мир».

Тематические выпуски журнала «ТИИЭР»

Журнал «ТИИЭР» («Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике») представляет собой ежемесячный перевод издаваемого в США журнала «Proceedings of the IEEE». (Нумерация томов и номеров в переводе совпадает с оригиналом). Журнал регулярно публикует тематические выпуски по отдельным проблемам науки и техники. На 1979 г. намечены, в частности, следующие тематические выпуски:

Вопросы преподавания инженерных дисциплин
Пакетная передача информации
Миниатюризованные фильтры
Акустическое преобразование и создание изображений
Распознавание образов
Электромагнитные измерения в геофизике
Техника и здравоохранение
Источники энергии

Более подробная информация о содержании ближайших номеров публикуется в журнале. Журнал включен в «Каталог газет и журналов зарубежных стран на 1979 г.» (раздел «Переводные научные и научно-технические журналы», индекс 91 365).

Журнал поступает также в розничную продажу в Московский Дом книги (Москва, просп. Калинина, 26, фирменная секция издательства «Мир»). Здесь можно оформить предварительный заказ на отдельные номера. У иногородних читателей предварительные заказы на отправку отдельных номеров наложенным платежом принимает редакция; заказы направлять на открытках (отдельно на каждый номер) по адресу: 129820, ГСП, Москва, И-110, 1-й Рижский пер., 2, изд-во «Мир», редакция ТИИЭР.

Цена номера 2 р. 30 к.

1р. 60к.

Г. ОТТ

